RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRGANG **20** OKTOBER 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:
Blick in den Schaltraum des sowjetischen Atomkraftwerks. Foto: Zentralbild

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 4102
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM



Wir erhielten schon viele Anfragen von Kunden betreffs des Preises der 30-cm-Bildröhre, der im Heft 5 (Nachrichtenseite) mit 138 DM (Einzelhandelspreis) angegeben ist. Bei uns ist diese Röhre nämlich mit 241 DM ausgezeichnet ... Wir wären Ihnen sehr dankbar, wenn Sie uns über die Ursachen dieser Differenz informieren könnten.

HO Industriewaren, Neugersdorf (Sa.)

Die Ursache und der Eingang dieses Briefes liegen schon einige Zeit zurück; da die Feststellung des Sachverhaltes jedoch ein erstaunliches Ergebnis zutage förderte, wollen wir dieses unseren Lesern nicht vorenthalten:

... Die bei der Veröffentlichung der Preisanordnungen teilweise aufgetretenen Verzögerungen können von uns nicht entschuldigt werden. Hier vertreten wir die von Ihnen (gemeint ist die Redaktion RADIO UND FERNSEHEN) zum Ausdruck gebrachte Meinung, daß dies in Zukunft keineswegs wieder vorkommen darf. Schuld jedoch trägt nicht die mangelhafte Abstimmung des Ministeriums für Handel und Versorgung mit den Produktions-Ministerien, die allein für die Herausgabe der Festpreisanordnungen verantwortlich sind, sondern die verspätete Drucklegung eines Teiles derselben, die wiederum ihre Ursache in einer zu späten Beschlußfassung der Regierungskommission für Preise hatte.

Wir haben der Regierungskommission für Preise alle Auswirkungen des nicht rechtzeitigen Erscheinens der Preislisten vor Augen gehalten, so daß in diesem Jahr bereits laufend an der Drucklegung der mit dem 1. 1. 1958 wirksam werdenden Festpreisanordnungen gearbeitet wird ...

Ministerium für Handel und Versorgung
Hauptabteilung Preise

Auch wir wollen hoffen, daß sich derartige Vorkommnisse nicht wiederholen, denn das Beispiel zeigt frappant, wie ein zu langer Dienstweg zu einem regelrechten Betrug an der Bevölkerung führen kann. Die Redaktion

•

Um von vornherein Schwierigkeiten aus dem Wege zu gehen, bitte ich Sie um Auskunft darüber, was bei der Aufstellung von Fernsehantennen auf volkseigenen Gebäuden an Rechtsfragen zu beachten ist. Eine Anfrage bei den zuständigen Stellen eines VEB ergab eine Ablehnung mit dem Hinweis, daß nicht jeder machen könne, was er wolle.

R. H., Boizenburg (Elbe)

Einleitend sei festgestellt, daß die Redaktion einer Zeitschrift nicht autorisiert ist, rechtsverbindliche Auskünfte zu erteilen. Im folgenden also unsere Meinung:
Fernsehen- und UKW-Empfang gehören heute bereits zum üblichen Lebensstandard. Für einwandfreien Empfang wird in den meisten Fällen, insbesondere beim Fernsehen, eine gute Antennenanlage erforderlich sein. Das sachgemäße Anbringen einer Antennenanlage kann Ihnen deshalb vom Hauseigentümer nicht verweigert werden. Es dürfte dabei gleichgültig sein, ob es sich um einen volkseigenen Betrieb, eine volkseigene Wohnungsverwaltung oder einen Privatbesitzer handelt. Andererseits sind Sie verpflichtet, hierzu die Genehmigung des Hauseigentümers einzuholen und bei der Montage dafür Sorge zu tragen, daß die VDE-Vorschriften sowie die Vorschriften der Bauordnung eingehalten werden. Ein Fachmann wird Ihnen sicher Vorschläge machen können, wie die Anlage montiert werden kann, ohne das äußere Bild des Gebäudes zu verschandeln. Bei mehreren Teilnehmern in einem Haus sollte man die Installierung einer Gemeinschaftsantennenanlage ins Auge fassen.
In einer Stellungnahme der Berliner Volkseigenen Wohnungsverwaltung werden wir gebeten, die Frage unseres Lesers R. H. sinngemäß so zu beantworten, wie wir es in den obigen Zeilen getan haben. Weiter heißt es allerdings im Brief der BVW:

... Die BVW ist der Meinung, daß es durchaus nicht erforderlich ist, im Stadtgebiet von Berlin die Ableitung einer FS-Antenne an der Straßenfront des Gebäudes zu verlegen. Messungen mit dem Antennentestgerät haben ergeben, daß die Feldstärke bei Herabführung der Ableitung an der Hofseite — bei der im Durchschnitt 10 m Kabellänge mehr erforderlich sind — im allgemeinen durchaus genügt, um selbst „Rembrandt"-Geräte älterer Bauart auszusteuern ...

Dieser letzten Meinung können wir uns nicht anschließen, da es auch in Berlin genügend schwierige Empfangsverhältnisse gibt, für die diese Behauptung nicht zutreffend ist. Die Redaktion

•

Betr.: „Abkürzungen" (3. Umschlagseite)
... Unabhängig von der Art der späteren Ergänzung in Ihrer Zeitschrift wäre aber zu überlegen, ob man die Fortsetzungen als Beilage und nicht mehr auf der vorletzten Umschlagseite bringen sollte.

W. W., Dresden N 10

Wir haben deshalb die dritte Umschlagseite gewählt, weil diese Abkürzungssammlung sicher von vielen Lesern oft zu Rate gezogen wird. Das Papier der Umschlagseite ist aber wesentlich widerstandsfähiger und daher für den häufigen Gebrauch günstiger. Die Redaktion

•

Als Leser der Fachzeitung RADIO UND FERNSEHEN bitte ich Sie, mir Auskunft zu geben, ob in einer Fachschule o. dgl. ein Fernstudium für die Meisterprüfung im Rundfunkmechanikerhandwerk läuft.

A. F., Saalfeld

Unsere diesbezüglichen Erkundigungen sind negativ ausgefallen. Unseres Wissens finden nur mitunter Vorbereitungslehrgänge der örtlichen Handwerkskammern statt. Die Redaktion

•

In der DEUTSCHEN FUNKTECHNIK Nr. 12 (1953) veröffentlichten Sie eine Bauanleitung für einen Katodenstrahloszillografen. Die dort angeführte Röhre LB 1 ist im Handel unbekannt. Ich bitte um Mitteilung, wo die genannte Röhre erhältlich ist bzw. welche Röhre der jetzigen Produktion verwendet werden kann.

L. Sch., Rostock

Die LB 1 ist eine Katodenstrahlröhre der ehemaligen deutschen Wehrmacht; aus der jetzigen Produktion könnten die Röhren B6S1 und B7S1 verwendet werden (beide vom VEB Funkwerk Erfurt). Auch die DG 7-2, eine Valvo-Röhre, die dann und wann als Restbestand noch erhältlich ist, könnte zum Austausch dienen. Die Redaktion

Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, und die Beauftragten der Zentralen Zeitschriftenwerbung
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Légué 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tchechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

2. OKTOBERHEFT 6. JAHRGANG 20 | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

An Alle! An Alle!

In dem ersten, von Lenin entworfenen und unterschriebenen Funkspruch des Rates der Volkskommissare vom 12. November 1917, in dem der Welt mitgeteilt wurde, daß der Allrussische Sowjetkongreß eine Sowjetregierung gebildet hätte, heißt es weiter: „Wir bringen zur Kenntnis, daß der Sowjetkongreß, der bereits beendet ist, zwei wichtige Dekrete angenommen hat: erstens ein Dekret über die sofortige Übergabe der gesamten Ländereien der Gutsbesitzer an die Bauernkomitees, und zweitens ein Dekret über das Angebot eines demokratischen Friedens."

Das erste Wort der siegreichen Oktoberrevolution, das erste Wort der neugeschaffenen Arbeiter-und-Bauern-Macht lautete also: Frieden. Das Wort der bis dahin auf der Erde unumschränkt herrschenden Gesellschaftsordnung, des in seine imperialistische Phase eingetretenen Kapitalismus, lautete: Krieg. Der bekannte deutsche Journalist Nationalpreisträger Albert Norden stellt in seinem Buch: „Lehren deutscher Geschichte" fest:

„Die Thyssen, Krupp, Stinnes, Mannesmann, Röchling rannten der Obersten Heeresleitung die Tür ein, um ihre Okkupationswünsche vorzubringen. Der saarländische Stahlkönig Röchling forderte am 3. Dezember 1914 die Annexion der Erzgebiete von Briey und Longwy unter Hinweis darauf, daß bereits vor 1914 30 Prozent der Erzbergwerke sich in deutschen Händen befanden. Am nächsten Tag sprach Thyssen in der Reichskanzlei vor, um die Einverleibung aller französischen Gebiete mit Erzvorkommen in das Reich anzuregen... In mündlichen Interventionen und gedruckten Memoranden mahnten die Brüder Mannesmann den Kaiser, Hindenburg und Ludendorff, bei Friedensschluß ja nicht die Eroberung Marokkos zu vergessen, und in bewegten Worten schilderte Reinhard Mannesmann in einer Eingabe vom 2. Januar 1916 der Regierung ‚den Gewinn für das Vaterland und gleichzeitig für die privaten Firmen, wenn Marokko bei Friedensschluß unter deutschen Einfluß kommen sollte'. Sein Bruder Otto hatte sich inzwischen nach Tripolis begeben, wo er den ‚heiligen Krieg' der Eingeborenen für Mannesmanns Erzinteressen gegen Frankreich betrieb."

Albert Norden schildert dann, wie der Vorsitzende des alldeutschen Verbandes, Heinrich Class, mit dem Generaldirektor Krupps, Alfred Hugenberg, unter Mitarbeit vieler anderer führender Industrieller, Bankleute, Offiziere usw. eine Denkschrift ausarbeitete.

„Diese Denkschrift dient als Grundlage für die weltberüchtigte Kampfkundgebung der sechs großen Wirtschaftsverbände, darunter des Zentralverbandes deutscher Industrieller und der Junkerorganisation ‚Bund der Landwirte', vom 20. Mai 1915, als deutsche Kriegsziele figurieren dort die Annexion des ostfranzösischen Erzbeckens, Belgiens und Nordfrankreichs (um gleichzeitig die Hand an Englands Gurgel zu halten und den Zugang zum Atlantischen Ozean zu beherrschen), Polens, der Baltischen Länder und der Ukraine. Um eine Baumwollbasis zu haben, wird so nebenher für Österreich der Besitz von Ägypten gefordert!" (Norden: „Lehren deutscher Geschichte", S. 46—47).

Ihre Kriegsziele haben die deutschen Imperialisten nicht erreicht; aber sie haben bedenkenlos 1,8 Millionen deutsche Jünglinge und Männer geopfert, um sie durchzusetzen. Der erste Weltkrieg kostete alle Völker, die in ihn hineingerissen wurden, 8732000 Tote, der Wert der durch ihn verursachten Sachschäden betrug 375 Milliarden Dollar. Das amerikanische Kapital aber, um nur dieses als Beispiel anzuführen, verdiente:

1914: 2684000000 Dollar
1915: 4230000000 Dollar
1916: 7937000000 Dollar
1917: 7958000000 Dollar
1918: 4513000000 Dollar

Was den zweiten Weltkrieg anbetrifft, so will ich an Hand eines Beispiels, das man durchaus als typisch betrachten darf, nämlich der IG-Farben, die Ziele des deutschen Imperialismus darstellen. Die Tatsachen sind wieder dem Buch „Lehren deutscher Geschichte" von Albert Norden entnommen:

Der Rohgewinn der IG-Farben betrug 1932: 48 Millionen Mark
1937: 231 Millionen Mark
1939: 363 Millionen Mark
aber 1943: 822 Millionen Mark

Als Hitler Österreich annektierte, schluckten die IG-Farben die österreichische Pulverfabrik Wetzler Skodawerke. Als Hitler die Tschechoslowakei vergewaltigte, einverleibten die IG-Farben sich den „Verein für chemische und metallurgische Produktion (Aussiger Verein)", den einzigen großen Chemiekonzern der Tschechoslowakei und den viertgrößten Europas. Auf dem Umweg über den Aussiger Verein drangen die IG-Farben auch in die ungarische Chemieindustrie ein. Bei der Selbständigkeitserklärung der Slowakei wurde die dortige Dynamit Nobel von den IG-Farben annektiert.

Aber richtig schön wurde es erst, als der Krieg ausbrach. Selbstverständlich erhielten die IG-Farben die drei größten polnischen Farbstoffwerke Borute, Wola und Winnica. Nach der Besetzung Frankreichs wurde die französische Farbstoffindustrie in einen Konzern, genannt „Francolor", zusammengezwungen, von dessen Aktien sich 51 Prozent in den Händen von IG-Farben befanden. Norwegisches Aktienkapital, das sich in französischen Händen befand, wurde gleich mit übernommen. Albert Norden fährt fort:

„Nach der Eroberung Frankreichs hielten die Herren von IG-Farben den zweiten Weltkrieg für gewonnen. Am 3. August 1940 unterbreiteten sie der Reichsregierung unter dem Titel ‚Neuordnung' ein Memorandum, das bei der Besetzung Deutschlands den Amerikanern in die Hände fiel und im Militärkomitee des Senats enthüllt wurde. Dieses mehrere hundert Seiten lange Dokument entwirft mit deutscher Gründlichkeit die Pläne für die Farben- und Chemieindustrie jedes europäischen Landes, die entweder zerstört oder in absolute Abhängigkeit von IG-Farben gebracht werden sollte. England war nicht vergessen: es hatte Deutschland — das heißt IG-Farben — einen 30prozentigen Anteil am Umsatz der britischen chemischen Industrie zu garantieren und alle nicht in England erzeugten chemischen und Farbprodukte ausschließlich aus Deutschland zu importieren. Außerdem sollte den englischen Farbstoff- und Chemieunternehmen jeder Export verboten werden, besonders nach Europa. Hierbei wurde auch das europäische und asiatische Rußland einbezogen, eine bezeichnende Andeutung des Schicksals der Kolonisierung, das auch der Sowjetunion schon im Sommer 1940 zugedacht war." (Norden: „Lehren deutscher Geschichte", S. 201—208.)

Die deutschen Imperialisten erreichten auch im zweiten Weltkrieg ihre Ziele nicht, aber sie scheuten sich nicht, 5,5 Millionen

deutscher Jünglinge und Männer, aber auch Frauen und Kinder — denn diese Zahl enthält auch die Opfer des Bombenterrors — dafür hinzuopfern. Und sie schreckten auch nicht davor zurück, um ihrer Profite willen 8 Millionen der edelsten Menschen aller Völker Europas in Hitlers Konzentrationslagern ermorden zu lassen. Bekanntlich wurden die Giftgase für die Gaskammern der Vernichtungslager Auschwitz, Treblinka, Maidanek usw. von den IG-Farben geliefert. Bekanntlich befand sich im Konzentrationslager Auschwitz ein Zweigbetrieb der IG-Farben. Der zweite Weltkrieg kostete alle Völker, die in ihn hineingezwungen wurden, 27 Millionen Tote; er verursachte Sachschäden in Höhe von 1350 Milliarden Dollar. Er brachte dem amerikanischen Kapital — um bei dem oben angeführten Beispiel zu bleiben — einen Reingewinn von 107,5 Milliarden Dollar (ohne Steuerabzug).

Und heute? Wir haben gerade schaudernd erlebt, mit welchen Methoden der westdeutsche Bundeskanzler Adenauer seinen Wahlkampf führte, Methoden, die die ihm an sich gar nicht fernstehende Hamburger Zeitung „Die Welt" mit folgenden Worten charakterisieren mußte: „In der Selbstverständlichkeit, mit der dieser Wahlkampf nur mit Monologen, Schau- und Saalschutz und ohne Diskussion und Sachlichkeit geführt wurde, liegt der Verzicht auf die Demokratie." In Westdeutschland haben die Herren, die um ihrer Profite willen Deutschland in zwei Weltkriege stürzten, noch immer die ökonomische Macht. Sie unterstützten Adenauer und seine CDU mit 120 Millionen DM Wahlgelder und kauften sich damit für weitere vier Jahre — wenn es nach ihnen geht — die politische Macht. Und was sie mit ihr anfangen wollen, haben die Adenauer, Strauß, Brentano usw. mit brutaler Deutlichkeit ausgesprochen. Unsere Tagespresse hat darüber ausführlich berichtet, wir brauchen das hier nicht zu wiederholen. Fest steht, daß der deutsche Imperialismus von seinem Ziel: der Neuverteilung der Welt durch kriegerische Mittel, nicht abgelassen hat. Er folgt damit nur dem Gesetz, wonach er angetreten ist. Denn die imperialistischen Gegensätze treiben zum imperialistischen Krieg.

Aber mit der Oktoberrevolution ist jene Macht auf die Bühne der Geschichte getreten, die es vermag, den Imperialismus und mit ihm den imperialistischen Krieg abzuschaffen: die Macht der Arbeiter und Bauern. Heute — vierzig Jahre nach der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution — ist der Sozialismus zu einem Weltsystem geworden, das ein Drittel der Erde umfaßt. Damit aber haben sich die Machtverhältnisse auf der Erde grundlegend verändert. Es ist nicht mehr dem Imperialismus anheimgestellt, ob er Krieg führen oder — wenn es das Geschäft mit sich bringt — Frieden halten will. Heute kann sich die Friedenssehnsucht aller normalen Menschen auf eine reale Macht stützen: die Macht der sozialistischen Staaten. Darum besteht heute, dank der historischen Entwicklung, die vor vierzig Jahren von Lenin, der bolschewistischen Partei und dem russischen Proletariat eingeleitet wurde, zum erstenmal in der Geschichte der Menschheit die reale Möglichkeit, Kriege zu verhindern. Aber Möglichkeit ist noch nicht Wirklichkeit. Sie wird erst Wirklichkeit durch unsere ständige, unermüdliche Aktivität, die gerade nach dem Ausgang der Wahlen in Westdeutschland erhöht werden muß.

Die westdeutschen Atomphysiker, die Achtzehn von Göttingen, sind uns vorangegangen. Ihr Aufruf gegen die Gefahren einer atomaren Kriegsführung, für die friedliche Ausnutzung der Atomenergie, hat gewaltigen Widerhall in der ganzen Welt gefunden. Die bedeutendsten Atomphysiker aller Länder der Erde schlossen sich ihm an. Nach ihnen erhoben in der Bundesrepublik Schriftsteller und Publizisten, Professoren, Akademie- und Hochschullehrer, Schauspieler, Maler, Komponisten, Ärzte ihre Stimme für den Frieden. Wir denken an den Appell des „Fränkischen Kreises" und an die „Königsteiner Erklärung". Seit über hundert Jahren, seit der Erklärung der Göttinger Sieben, hat es in Deutschland keinen solchen Aufstand des Geistes wider den Ungeist gegeben.

Wir sind der Ansicht, daß auch die führenden Wissenschaftler und Vertreter der Hochfrequenztechnik ihre Stimme in einem Appell für den Frieden erheben sollten. Die Hochfrequenztechnik ist eine der edelsten technischen Errungenschaften der Menschheit. Die Nachrichtentechnik überbrückt Raum und Zeit; mit Hilfe der Radartechnik durchdringt unser Auge Nebel und Dunkelheit; die Funknavigation ermöglicht es Flugzeug oder Schiff, jederzeit ihren genauen Standort zu ermitteln; die Fernsteuerung ist ein unentbehrlicher Helfer des Menschen bei der Verwirklichung seines jahrhundertealten Traumes, sich Kunde vom Weltenraum und von anderen Himmelskörpern zu verschaffen und vielleicht sogar selbst andere Himmelskörper zu betreten. Aber genauso wie die Atomphysik wird auch unsere herrliche Wissenschaft von der Manie der Kriegswütigen geschändet. Erheben wir dagegen unsere Stimme! Rufen wir auf für die Schaffung solcher Zustände auf Erden, die den Mißbrauch der Hochfrequenztechnik für verbrecherische Kriegszwecke ausschließen!

P. S.

A. WINOGRADOW

Lenin und die Entwicklung des Rundfunks in der UdSSR

In den ersten Tagen des Werdens der Sowjetmacht in Rußland fand W. I. Lenin noch die Zeit, um sich für den Zustand des Rundfunks zu interessieren. Er schenkte der Entwicklung des Rundfunks große Aufmerksamkeit. Auf seine Veranlassung wurde am 2. Dezember 1918 das erste sowjetische wissenschaftliche rundfunktechnische Forschungsinstitut in Nishegorodsk gegründet, das in den nachfolgenden Jahren sehr viel für die Entwicklung der Rundfunktechnik in der Sowjetunion geleistet hat.

Schon vorher faßte der Rat der Volkskommissare am 21. Juli 1918 auf Initiative Lenins einen Beschluß über die Zentralisierung des Rundfunkwesens, der den Grundstein für die Schaffung von Rundfunksendern im Lande legte. Von 1918 bis 1920 wurden sechs sehr wichtige Dekrete herausgegeben, die für lange Zeit das Aktionsprogramm auf dem Gebiet des Baus von Rundfunkanlagen wurden.



Wladimir Iljitsch Lenin war der erste Staatsmann, der die Rundfunk- und Fonotechnik dazu benutzte, um die Menschen zu informieren und zu überzeugen. Unser Bild zeigt ihn bei der Aufnahme einer fonografischen Platte

Obwohl auch Rußland hervorragende Pioniere auf dem Gebiet der drahtlosen Nachrichtenübermittlung besaß, war die zaristische Selbstherrschaft nicht imstande, eine eigene Rundfunkindustrie aufzubauen. Von den zum Zeitpunkt der Oktoberrevolution vorhandenen fünf Rundfunkfabriken waren die drei größten nur dem Namen nach russische, in Wirklichkeit bildeten sie Filialen einer britischen und einer deutschen Firma.
Das Laboratorium in Nishegorodsk begann die Rundfunkfachleute zusammenzufassen und eine neue sowjetische Rundfunkröhrentechnik zu schaffen. Das Dekret des Rates der Volkskommissare sah in der Arbeit auf dem Gebiet des Rundfunkwesens und der Entwicklung der Elektrovakuumproduktion die vorrangige Aufgabe des Rundfunklaboratoriums. Dieses Laboratorium hatte bis März 1919 die Serienproduktion von Empfänger- und Verstärkerröhren in Gang gebracht und parallel Senderöhren geschaffen sowie einen Entwurf für einen Rundfunksender ausgearbeitet.
In dieser Zeit hatte das Rundfunklaboratorium mit einer Reihe von Schwierigkeiten zu kämpfen, und der Leiter des Laboratoriums, M. Bontsch-Brujewitsch, bat Lenin um Hilfe. Am gleichen Tage telegrafierte Lenin nach Nishegorodsk:
„In Anbetracht der besonderen Wichtigkeit der dem Rundfunklaboratorium gestellten Aufgaben und der von ihm erzielten großen Erfolge leistet die wirksamste Hilfe und Unterstützung zur Erleichterung der Arbeitsbedingungen und zur Beseitigung der Hindernisse." Und zwei Tage später schrieb Lenin in einem Brief an Bontsch-Brujewitsch:
„Michail Alexandrowitsch, ich benutze die Gelegenheit, um Ihnen meinen tiefen Dank und meine Sympathie für die gute Arbeit, die Sie leisten, auszusprechen. Die Zeitung ohne Papier und ‚ohne Entfernungen', die Sie herausgeben werden, wird ein großes Werk sein. Ich verspreche Ihnen jegliche und allseitige Unterstützung . . ."
Von der großen Bedeutung, die Lenin dem Rundfunk als Mittel für umfassende und rasche Berichterstattung beimaß, zeugen seine Worte, die er auf dem X. Parteitag der KPdSU (B) am 15. März 1921 sprach: „Und jetzt müssen wir das Wichtigste im Auge behalten: Das am Abend Angenommene muß über den Rundfunk in allen Teilen der Welt bekanntgegeben werden..."
Am 17. März 1920 wurde ein Beschluß des Verteidigungsrates „über den Bau einer zentralen Rundfunkstation" gefaßt, in dem das Rundfunklaboratorium in Nishegorodsk beauftragt wurde, so schnell wie möglich eine Rundfunkstation mit einem Aktionsradius von 2000 Werst auszuarbeiten und in Moskau aufzustellen. Zu dieser Zeit beendete Bontsch-Brujewitsch die Entwicklung einer leistungsfähigen Senderöhre und wandte erstmalig in der Welt die Kühlung der Anode durch fließendes Wasser an.
Einige Jahre später griffen alle großen Rundfunkfirmen der Welt diese Konstruktion auf. Ein mit den Röhren von Bontsch-Brujewitsch ausgestatteter Sender wurde in der Rundfunkstation von Chodynsk aufgestellt. Über diesen Sender konnte bald Funkverbindung mit Berlin aufgenommen werden.
Für den Empfang von Rundfunksendungen waren damals noch ausschließlich Kopfhörer erforderlich. Im Frühjahr 1921 wurde jedoch in Kasan ein Verstärker mit der für den Betrieb eines Lautsprechers erforderlichen Leistung konstruiert. Im Sommer des gleichen Jahres ermöglichten es die auf mehreren Moskauer Plätzen aufgestellten Schalltrichter, eine „Mündliche Zeitung" zu übertragen, die bei den Moskauern großen Anklang fand.
W. I. Lenin schrieb dazu: „Ich lese heute in den Zeitungen, daß in Kasan ein Schalltrichter erprobt wurde (und sich sehr gut bewährt hat), der das Telefon verstärkt . . . Wenn das stimmt, sollten solche Schalltrichter auch in Moskau und Petersburg aufgestellt werden . . ."
Bereits im Frühjahr 1922 wurden die neuen Lautsprecher aus Kasan in mehreren Städten für den Empfang von Sendungen aus Moskau und Nishegorodsk benutzt. Im Herbst 1922 wurden sie durch vollkommenere Apparate, die im Nishegorodsker Rundfunklaboratorium hergestellt wurden, ersetzt.
Infolge der erfolgreichen Arbeit des Rundfunksenders in der Station Chodynsk faßte der Rat der Volkskommissare am 27. Januar 1921 den von Lenin vorgeschlagenen neuen Beschluß über den Bau eines Netzes von Rundfunkstationen, und im Juli 1922 wurde in Moskau eine Station mit einer Leistung von 12 kW errichtet, die damals die stärkste in der Welt war. Seit



Blick in ein sowjetisches Bildröhrenwerk

Dezember 1924 wird diese Station für reguläre Rundfunksendungen benutzt.
1926 nahm ein 20-kW-Sender den Betrieb auf. Im nächsten Jahre begann der damals größte Sender mit 40 kW Rundfunkprogramme auszustrahlen. Er war mit Röhren bestückt, die die westeuropäischen und amerikanischen Röhren an Leistung übertrafen. Ihm folgte der bekannte 500-kW-Sender „Moskau", der in den Jahren vor dem zweiten Weltkriege der leistungsstärkste Sender der Welt war.
Sowjetische Funkingenieure waren aber nicht nur im Bau von

Fernsehempfänger „Rubin" - ein neues Gerät der sowjetischen Produktion

Das Moskauer Werk für Fernsehgeräte fertigt nunmehr den Fernsehempfänger „Rubin". Das Gerät ist mit einer 43-cm-Bildröhre bestückt. Es können mit diesem Empfänger fünf Fernsehkanäle sowie das UKW-Band empfangen werden.

Das Gerät enthält den Standard-Kanalwähler PTP-1, einen vierstufigen ZF-Verstärker (ZF = 34,25 MHz) und einen einstufigen Bildverstärker ($Rö_7$). Außerdem ist infolge des Fehlens von Kopplungskondensatoren im Bildverstärker die Möglichkeit einer längeren Sperrung der Röhren nach einer Störimpulsbildung ausgeschlossen (Störpegelblockierung).

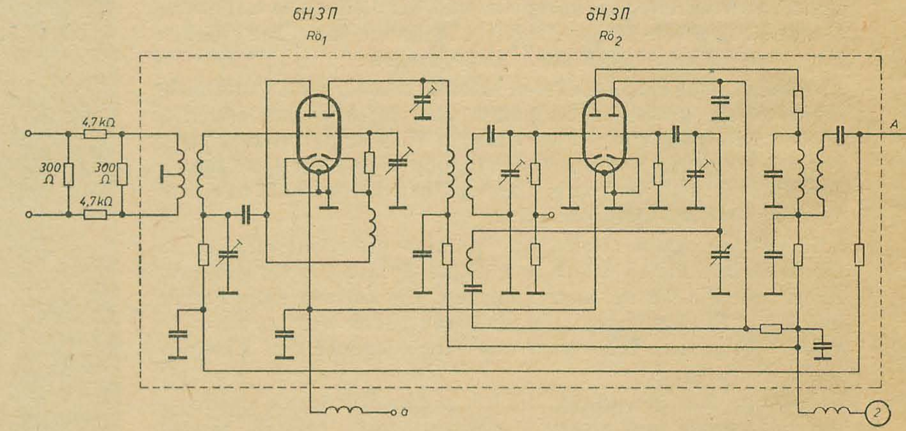
Die Selektivitätskurve des ZF-Verstärkers zeigt, daß die erforderliche Selektivität gegenüber den Nachbarkanälen bei einem genügend breiten Durchlaßbereich von 5,25 MHz erzielt wird. Die Ton-ZF (27,75 MHz) ist gegenüber dem Maximum um 35 dB gedämpft, wobei sich diese Frequenz auf dem abfallenden Teil der Kurve befindet. Dies gewährleistet eine gute Unterdrückung der Tonmodulation im Bildsignal bei gleichzeitiger ausreichender Spannung der ZF-Tonsignale im Videodetektor, wo die Differenzfrequenz (6,5 MHz) ausgekoppelt wird. Die Gittervorspannung für die ersten drei ZF-Stufen sowie für den HF-Verstärker und den ZF-Verstärker des Tonkanals werden von der Regelleitung abgeleitet.

Als Regelspannungsgleichrichter werden eine Ge-Diode vom Typ Dl-G mit hohem Sperrwiderstand und ein RC-Glied von etwa 100 μs verwendet. Die Regelspannung wird vom Synchronpegel abgeleitet; die hohe Zeitkonstante von etwa 2,5 s des Siebgliedes R_{17}, C_{18} ist gewählt worden, um Verzerrungen der Rasterimpulse in den ZF-Verstärkerstufen zu vermeiden. Vom Widerstand R_{21} gelangt in den Diodenstromkreis eine Verzögerungsspannung von etwa 7 V. Hierdurch erhält man einen automatischen Schwundausgleich mit Verzögerung, der erst dann einsetzt, wenn das Signal am Eingang des Fernsehempfängers einen Wert von 100 μV erreicht. Für den Fall sehr großer Signalspannungen ist ein zweiter Eingang mit einem Teiler von 25 : 1 vorgesehen. Röhre 7 dient zur Verstärkung des Videosignals, das an R_{23} auftritt und zwischen Gitter (über Entzerrerdrossel Dr_1) und Potentiometer R_{25} eingespeist wird. Mit letzterem erfolgt die Kontrastregelung. Diese Art der Regelung gewährleistet eine Veränderung der Stufenverstärkung um den Faktor 5 . . . 6 ohne Verschiebung des statischen Arbeitspunktes der Röhre und ohne die Wirkung des Schwundausgleiches zu beeinflussen.

Da im Katodenkreis der Röhre ein verhältnismäßig hoher Widerstand (R_{25} = 470 Ω) liegt, wird in den Gitterkreis zwecks Festlegung des erforderlichen Arbeitspunktes eine positive Spannung von den Widerständen R_{21}, R_{26} eingespeist, die einen Teil des Schirmgitterspannungsteilers darstellen.

Im Anodenkreis des Bildverstärkers wird mit Hilfe der Drosseln Dr_2 und Dr_3 eine einfache Entzerrung vorgenommen. Das verstärkte Signal gelangt zur Katode der Bildröhre. Die Steuerelektrode ist mit dem Helligkeitsregler verbunden, dessen kaltes Ende an R_{30} liegt. Bei dieser Schaltungsart erfolgt ein teilweiser Verlust des Schwarzwertes des Videosignals. Außerdem wird ein Teil infolge der Gegenkopplung im Bildverstärker eingebüßt, da hierdurch für die Gleichspannungskomponente stets ein Höchstwert erreicht wird, unabhängig vom jeweiligen Wert des Potentiometers R_{25}. Dadurch werden Schwunderscheinungen herabgesetzt, andererseits erleichtert es die Einstellung des Fernsehempfängers, da hierdurch die Wechselwirkung bei der Bedienung der Kontrast- und Helligkeitsregler herabgesetzt wird.

Der Differenzträger von 6,5 MHz wird unmittelbar am Videodetektor über den Kondensator C_{22} und den auf die Frequenz von 6,5 MHz abgestimmten Kreis abge-



Fortsetzung von Seite 619

Lang- und Mittelwellensendern Pioniere, sondern auch von Kurzwellensendern.

1926 wurde eine 10-kW-Kurzwellenstation gebaut und 12 Jahre später die erste 120-kW-Station der Welt.

Die sowjetische Industrie hat Serien von typisierten Fernsehsendern ausgearbeitet. So z. B. Fernsehsender für 15, 5 und 2 kW, 100 und 20 W; eine Studioausrüstung, die den Betrieb auf drei, vier, fünf und acht Sendekanälen ermöglicht, sowie transportable Fernsehsender für Sendungen aus Theatern, Sportstadien usw., Anlagen für die Übertragung von Filmen und vieles mehr.

Am Ende des sechsten Planjahrfünfts wird es in der Sowjetunion etwa 100 Fernsehsender geben, die durch Relaislinien miteinander verbunden sind und ihre Programme wechselseitig austauschen können. Seit 1954 macht man Versuche mit einem Farbfernsehsystem, das es ermöglicht, die farbig ausgestrahlten Programme mit gewöhnlichen Schwarz-Weiß-Empfängern in Schwarzweiß zu empfangen. Die Besitzer von Farbfernsehempfängern können dann sowohl die farbigen Programme als auch die Schwarz-Weiß-Programme empfangen.

Die Verwendung von Methoden der Hochfrequenztechnik und der Elektronik in der Astronomie gab den sowjetischen Wissenschaftlern neue Mittel zum Studium des Universums in die Hand — Radioteleskope, die in vielen Observatorien und Instituten der UdSSR benutzt werden.

Eine wahre Revolution bewirkten die Hochfrequenzmethoden in der Zeitmessung. Die jüngste Errungenschaft auf diesem Gebiet ist der von sowjetischen Wissenschaftlern geschaffene Molekulargenerator, der eine Genauigkeit von 10^{-10} hat.

In den letzten Jahrzehnten ist in der Sowjetunion ein neues Gebiet der Anwendung der Hochfrequenztechnik und der Elektronik entstanden — die Beschleuniger geladener „Elementar"-Teilchen. Dank diesen Beschleunigern, die ein wirksames Instrument zur Erforschung des Atomkerns sind, konnten bekannte Anlagen, wie das Synchrozyklotron und das Synchrophasotron, geschaffen werden, die die Sowjetregierung dem Institut für Kernforschung übergeben hat.

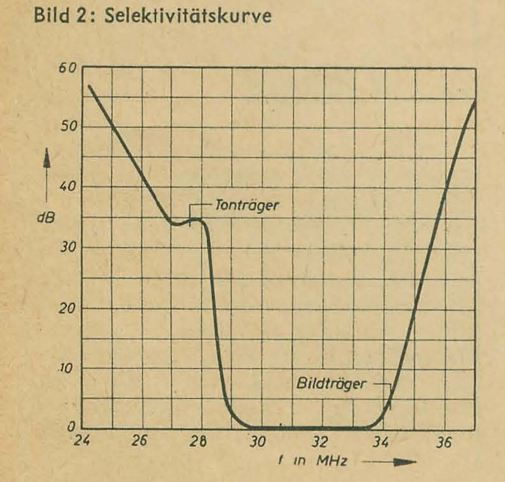
Die Radiotechnik hilft den Ärzten bei der Therapie und besonders bei der Diagnose komplizierter Erkrankungen. Besondere Maschinen ermöglichen Blinden das Lesen. Elektronenmikroskope vergrößern um ein paar zehntausend Mal.

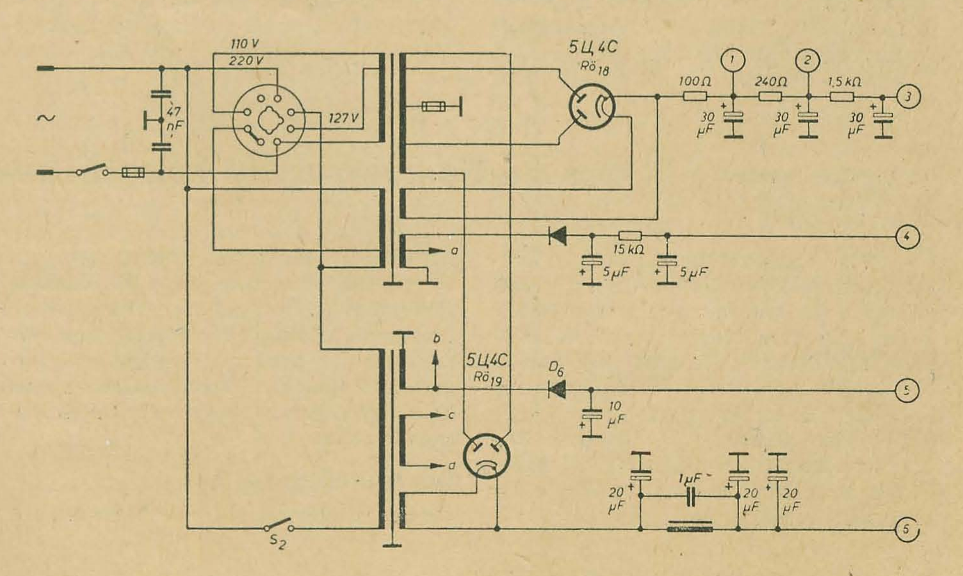
Durch Hochfrequenz lenkt man Mechanismen aus der Entfernung, überwacht technologische Prozesse usw. In der Hüttenindustrie und im Maschinenbau verwendet man seit über 25 Jahren das Schmelzen und Garen, Schweißen und Oberflächenhärten mit Hochfrequenzströmen.

So ist in der Sowjetunion eine mächtige umfassende Hochfrequenzindustrie entstanden, die in bezug auf den Stand ihrer Technik und der Qualität ihrer Erzeugnisse niemandem in der Welt nachsteht. Der Zarismus hatte, wie wir gesehen haben, kein Geld und keine Förderung für A. Popow und die anderen großen russischen Pioniere der drahtlosen Nachrichtentechnik. Daß sie sich seit 1918 so schnell entwickeln konnte, verdankt sie der revolutionären Eroberung der Macht durch das russische Proletariat im Oktober 1917 und dem genialen Weitblick seines Führers, W. I. Lenin.

Bild 1: Schaltbild des FS-Empfängers „Rubin“

Bild 2: Selektivitätskurve





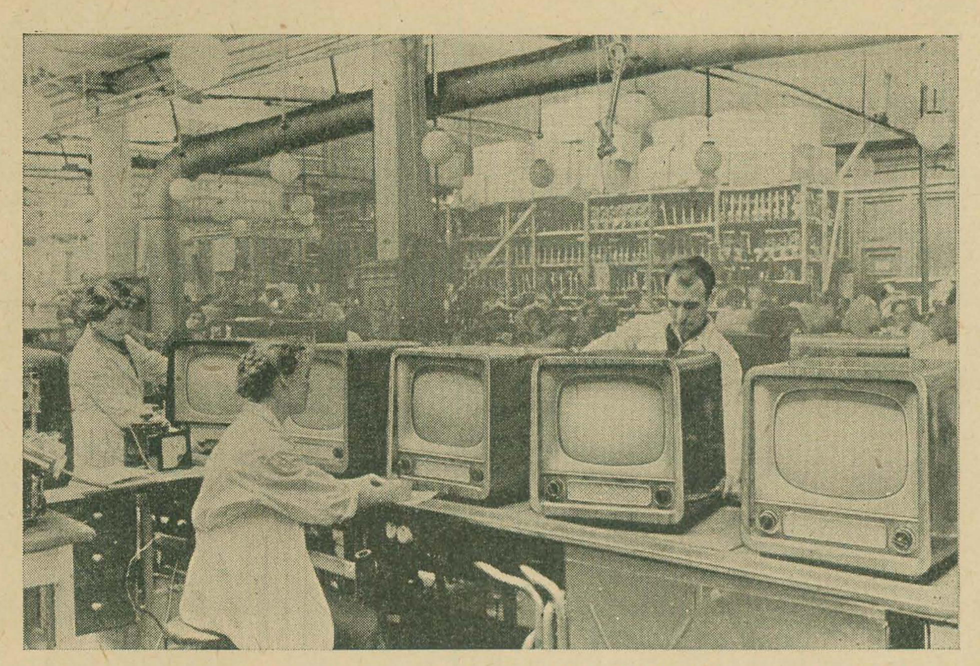


Bild 3: Endmontage des FS-Empfängers „Rubin“ im Moskauer Werk für Fernsehempfänger

nommen und in $Rö_8$ verstärkt, in deren Anodenkreis ein Bandfilter vorgesehen ist. Röhre 9 arbeitet als Begrenzer. Es folgt der Ratiodetektor. Da dieser einer sorgfältigen Symmetrierung bedarf, wurden besonders ausgewählte Diodenpaare benutzt.
Zur Unterdrückung des Rauschens im Empfänger bei fehlendem Signal wird in den Ratiodetektoren über den hochohmigen Widerstand R_{43} eine geringe positive Spannung eingespeist. Als Ergebnis der Verwendung einer Begrenzerstufe und des Ratiodetektors sowie infolge der Einbeziehung der Röhre 8 in den automatischen Schwundausgleich ist das von den Bildsynchronimpulsen im Tonkanal herrührende Störgeräusch fast unterdrückt. Der Rauschpegel liegt um 42 dB unter dem Nutztonsignal. Beim FM-Empfang arbeitet eine Triode der Röhre 10 als zweiter Überlagerer. Seine Frequenz beträgt etwa 39 MHz, wobei also die erste ZF bei FM-Empfang bei $\approx$ 32 MHz liegt. Bei Betätigung des Kanalwählers auf Fernsehempfang wird der Schalter S_2 eingeschaltet, und der Diodengleichrichter D_6 sperrt die Röhre des zweiten Überlagerers. Der NF-Verstärker besteht aus zwei Stufen (Röhre $Rö_{10}$ und $Rö_{11}$). Für die Frequenzgangentzerrung wurde eine Gegenkopplungsschaltung verwandt, in der auch der Klangfarbenregler liegt.
Der Fernsehempfänger besitzt zwei in Reihe geschaltete Ovallautsprecher, die auf der Vorderseite unterhalb der Bildröhre angeordnet sind. Infolge der starken akustischen Kopplung zwischen den Lautsprechern und dem vom Gehäuseboden und der Bildröhrenoberfläche gebildeten trichterartigen Raume liegt die Eigenresonanzfrequenz des Systems im Bereich von 70 bis 80 Hz (untere Grenze des Wiedergabebereichs).
Die Bildablenkung erfolgt mittels eines Sperrschwingers (Triodensystem $Rö_{12}$, Vertikalendstufe $Rö_{13}$). Die Regelung der Linearität erfolgt mit R_{91} sowie durch Einstellen der Gittervorspannung. Mit Hilfe des Potentiometers R_{92} (Bildgröße) wird bei Verstellung nicht nur die Signalamplitude am Steuergitter der Röhre 13, sondern in gewissen Grenzen dessen Vorspannung geändert, was die Beibehaltung der Linearität bei der Regelung der Bildhöhe gewährleistet. Im Zusammenhang damit, daß der Anodenkreis des Sperrschwingers von der Boosterspannung der Zeilenendstufe gespeist wird, wird die Bildhöhe selbsttätig bei der Regelung der Bildbreite korrigiert. R_{89} dient zur Abtrennung des Austastimpulses für den Strahlrücklauf. Dieser Impuls wird durch R_{118} und C_{98} gebildet und über den Kondensator C_{97} der Steuerelektrode der Bildröhre zugeführt. Die linke Triode der Röhre 12 stellt das Impulssieb dar und dient zur Abtrennung der Synchronisierimpulse vom Bildsignal. Außer der Integrationskette C_{66}, R_{81}, sind in den Gitterkreis R_{82} und C_{67} eingeschaltet. Dieses Netzwerk setzt die Wirkung von Störimpulsen herab und erhöht die Störfreiheit der Synchronisierung. In dem Integrierglied, bestehend aus R_{84}, R_{85}, C_{72}, C_{71}, werden Vertikal- und Horizontalimpulse voneinander getrennt.
Der Zeilenkipp arbeitet als Sperrschwinger. Die Horizontalausgangsstufe Röhre 15 enthält einen Ausgangstrafo mit Ferritkern.
Um eine möglichst hohe Empfindlichkeit zu erhalten und zwecks Erhöhung der Fernempfangsmöglichkeiten wird im „Rubin“ die Schwungradsynchronisierung für den Zeilenkipp verwendet, die gegenüber Störimpulsen wenig empfindlich ist. Zu diesem Zweck dient ein Phasendetektor, der mit zwei Germaniumdioden D_7 und D_8 arbeitet und über C_{89} und R_{113} die Sägezahnimpulse der Zeilenabtastung und über das Differentiationsglied C_{69}, R_{100} und C_{102} die Zeilensynchronisierimpulse zugeführt erhält. Bei Abweichung der Phasen der Sägezahnimpulse und der Synchronisierimpulse entsteht eine Steuerspannung entsprechender Richtung, die nach Gleichstromverstärkung in der linken Triode der Röhre 14 auf den Gitterkreis des Sperrschwingers gelangt und dessen Frequenz korrigiert.
Der Fernsehempfänger „Rubin“ ist mit Bausteinen aufgebaut, die untereinander mit Oktalsteckern verbunden werden. Beim Bau des Empfängers wurden Werkstoffe und Rundfunkteile verwendet, die eine bedeutende Herabsetzung der Abmessungen und des Gewichtes bei gleichzeitiger Vergrößerung des Bildschirmes im Vergleich zu den früheren Fernsehempfängertypen gestatten. Es wurden in diesem Gerät unter anderem neue Röhren der Miniaturserie, Kleinstwiderstände, Kleinstkondensatoren und Miniaturelektrolytkondensatoren verwendet. Außerdem wurden besondere Kleinst-ZF-Kreise entwickelt, deren Abmessungen nur den 5,5ten Teil der Kreise ausmachen, die z. B. in den Fernsehempfängern „Ekran“ und „Lutsch“ verwendet wurden.

Nach „Radio“ Nr. 7 (1957)

Dr. J. TAUBENHEIM

Die Radiosignale der künstlichen Erdsatelliten

Über das Programm der künstlichen Erdsatelliten im Internationalen Geophysikalischen Jahr und ihre wissenschaftliche Bedeutung wurde von Herrn D. Wattenberg in dieser Zeitschrift [1] bereits berichtet. Bei der Beobachtung der Radiosignale der Satelliten können auch die Funkamateure einen wichtigen Beitrag leisten, da die offiziellen Beobachtungsstationen allein nicht immer in der Lage sein werden, alle Phasen des Satellitenfluges lückenlos zu überwachen. Auf Grund zweier Artikel von W. Wachnin und A. Kasanzew in der sowjetischen Zeitschrift „Radio“ Nr. 6 (1957) soll der folgende Bericht die wichtigsten Informationen über die Eigenschaften und die besonderen Erscheinungen der Satellitensignale geben.

Das Beobachtungsgebiet

Da der Satellit eine Ellipsenbahn um den Mittelpunkt der Erde beschreibt, die nicht an der täglichen Rotation der Erde um ihre eigene Achse teilnimmt, dreht sich die Erdoberfläche sozusagen „unter der Satellitenbahn weg“. Die Projektion der Satellitenbahn auf die Erdoberfläche ist daher kein fester Großkreis, der immer wieder über die gleichen Orte der Erde führt, sondern ein Liniennetz, wie es im Bild 1 angedeutet ist. Zwischen zwei geographischen Breiten, die gleich weit

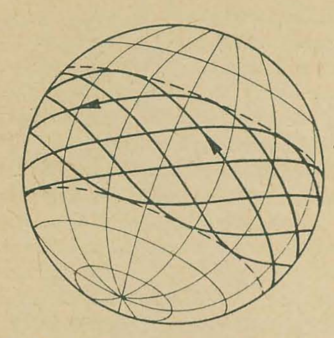


Bild 1: Projektion der Satellitenbahn auf die Erdoberfläche (schematisch)

nördlich und südlich vom Äquator entfernt sind, wird also jeder Ort auf der Erdoberfläche zweimal am Tage vom Satelliten überflogen werden, und zwar einmal im „aufsteigenden Ast" der Bahn und einmal im „absteigenden Ast". Orte, die außerhalb dieser Zone beiderseits vom Äquator liegen, werden vom Satelliten nicht erreicht. Die Breite dieser „Beobachtungszone" hängt davon ab, welchen Winkel die Ebene der Satellitenbahn mit der Äquatorebene der Erde einschließt. Da die endgültige Orientierung der Satellitenbahn im Raume noch nicht bekannt ist, kann vorläufig nicht angegeben werden, ob auch das Gebiet der Deutschen Demokratischen Republik von einem

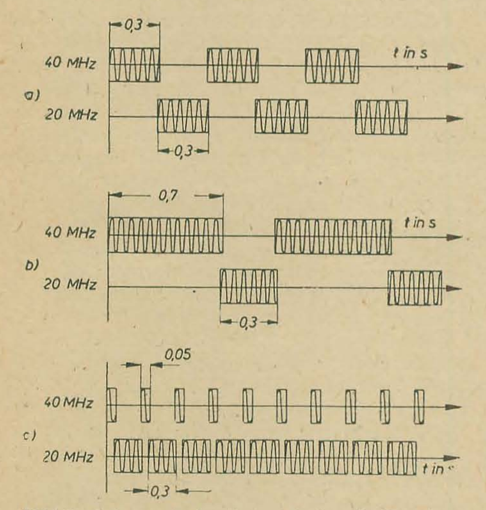


Bild 2: Schematische Beispiele für die Zeichenfolgen der Satellitensignale

Satelliten überflogen werden wird. Der Satellit braucht zu einem Umlauf um die Erde nur etwa 1,5 Stunden, so daß die Zeit der Hörbarkeit der Signale beim Vorüberfliegen des Satelliten sehr kurz ist. Sie hängt von der Leistungsfähigkeit des Empfängers und von der Entfernung des Satelliten ab und wird nur wenige Minuten betragen.

Die Signale des Satelliten

Der sowjetische Satellit besitzt zwei batteriebetriebene Sender mit einer Sendeleistung von etwa 1 W, die ungefähr auf den Frequenzen 20 und 40 MHz arbeiten. Diese Sender arbeiten während der Lebensdauer der Batterie ununterbrochen. Die ausgesandten Signale bestehen aus Zeichen von 0,05 bis 0,7 Sekunden Länge, wobei die beiden Sender stets abwechselnd getastet werden; d. h., ein Zeichen auf 20 MHz entspricht gerade einer Pause auf 40 MHz und umgekehrt. Einige Beispiele zeigt Bild 2. Rhythmus und Dauer dieser Zeichen stellen verschlüsselte Angaben über die vom Satelliten automatisch durchgeführten physikalischen Messungen in der hohen Atmosphäre dar. Da die Bahn des Satelliten einerseits wegen unvermeidbarer Zufälligkeiten beim Start von der Erde aus, andererseits infolge des nicht genau bekannten bremsenden Einflusses der hohen Atmosphärenschichten nicht völlig exakt vorausberechnet werden kann, dienen die Funksignale gleichzeitig der ständigen Bestimmung und Überwachung der Satellitenbahn. Die Bewegung des Satelliten, vor allem seine hohe Geschwindigkeit (8 km/s), verursacht dabei eine Reihe besonderer Erscheinungen.

Besondere Erscheinungen der Satellitensignale

„Aufgang" und „Untergang"

Infolge des Einflusses der Ionosphäre auf die Ausbreitung der Funksignale wird der Zeitpunkt, an dem die Signale des Satelliten hörbar werden, nicht mit seinem optischen „Aufgang" zusammenfallen, d. h. seinem sichtbaren Auftauchen über dem Horizont. Ebenso wird man nicht die Signale auf beiden Frequenzen zu gleicher Zeit hören. Da die Frequenz 40 MHz von der Ionosphäre weniger beeinflußt wird als 20 MHz [2], wird der Satellit zuerst auf 40 MHz und einige Zeit später auf 20 MHz „aufgehen". Die Zeitdifferenz des Satelliten-„Aufgangs" zwischen beiden Frequenzen gibt Auskunft über den Zustand der Ionosphäre. Entsprechendes gilt für das Verschwinden, den „Untergang" der Satellitensignale nach dem Vorüberflug.

Feldstärkeschwankungen

Nach dem „Aufgang" des Satelliten müßte bei ungehinderter Wellenausbreitung der Empfangspegel der Satellitensignale mit abnehmendem Abstand R vom Beobachtungsort proportional $1/R$ ansteigen und nach dem Vorbeiflug nach dem gleichen Gesetz wieder abnehmen. Dieses Gesetz wird jedoch in Wirklichkeit nicht genau erfüllt sein, da die Funkwellen in der Ionosphäre gedämpft werden [2]. Daher kann auch aus der Messung der zeitlichen Änderung des Signalpegels auf den Ionosphärenzustand geschlossen werden.

Dieser relativ langsamen Änderung des Signalpegels überlagert sich ein rasches Fading. Infolge der Brechung der Funkwellen in der Ionosphäre sowie ihrer Reflexion am Erdboden wird es stets mehrere Wege für die Signale vom Satelliten zum Empfangsort geben, so daß die verschiedenen Funkstrahlen miteinander interferieren. Die Änderung der Weglängen durch die Bewegung des Satelliten führt dann zu periodischen Schwankungen der Feldstärke. Bei der hohen Geschwindigkeit des Satelliten nimmt dieses Interferenzfading die ungewöhnliche Form einer Amplitudenmodulation der Satellitensignale mit Frequenzen von 10 bis einigen hundert Hz an. Die Reflexion am Erdboden macht sich dadurch bemerkbar, daß die Strahlungscharakteristik der Empfangsantenne Nullstellen bekommt, wenn die Antennenhöhe über dem Erdboden eine oder mehrere Wellenlängen beträgt. Beim Durchgang des Satelliten durch diese Nullrichtungen der Antenne entsteht ein Fading mit Perioden von einigen Sekunden.

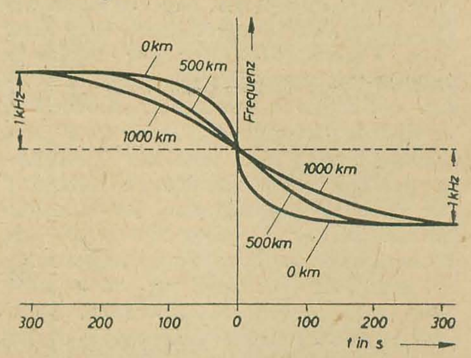


Bild 3: Dopplereffekt auf 40 MHz für verschiedene Minimalabstände zwischen Beobachtungsort und Satellitenbahn (nach W. Wachnin)

Weitere Amplitudenschwankungen werden schließlich noch dadurch hervorgerufen, daß der Satellit aus Gründen seiner Flugstabilisierung um seine eigene Achse rotiert, und zwar einige Male in der Minute, wobei sich die Lage seiner Sendeantenne im Raume ständig periodisch ändert.

Dopplereffekt

Größte Bedeutung, vor allem für die Bestimmung der Satellitenbahn, besitzt die Erscheinung, die unter dem Namen Dopplereffekt bekannt ist. Hierunter versteht man die Frequenzänderung der Aussendungen eines bewegten Objektes, wie sie z. B. akustisch am Pfeifton einer schnell vorüberfahrenden Lokomotive zu beobachten ist. Bewegt sich der Sender auf den Empfänger zu, so liegt die vom Empfänger aufgenommene Frequenz höher als die vom Sender abgestrahlte. Entfernt sich der Sender vom Empfänger, so liegt die empfangene Frequenz tiefer als die Sendefrequenz [3]. Die gesamte Frequenzänderung beim Vorüberfliegen des Satelliten wird bei 40 MHz etwa 2 kHz und bei 20 MHz etwa 1 kHz betragen und kann sich über zwei bis drei Minuten hinziehen. Wie rasch sich hierbei die Frequenz ändert, hängt davon ab, in welcher kleinsten Entfernung vom Beobachtungsort der Satellit vorüberzieht. Für die Sendefrequenz von 40 MHz ist diese Frequenzänderung im Bild 3 dargestellt. Die Kurven entsprechen dabei drei verschiedenen minimalen Abständen zwischen dem Beobachtungsort und der Ebene der Satellitenbahn (gemessen entlang der Erdoberfläche).

Bei der Beobachtung des Dopplereffektes mit einem Überlagerungsempfänger kommt es darauf an, daß der Empfänger sehr stabil ist und seine Abstimmung während der Beobachtung keinesfalls verändert wird. Ist der Empfänger gegenüber der Trägerfrequenz zu tief abgestimmt, so wird der hörbare Überlagerungston beim Vorüberfliegen des Satelliten sinken; ist der Empfänger zu hoch abgestimmt, so wird der Überlagerungston steigen.

Die auszuführenden Beobachtungen

Beobachtungszeiten

Da die Umlaufzeit des Satelliten um die Erde etwas von 90 Minuten abweicht, vollführt der Satellit in 24 Stunden keine ganze Zahl von Umläufen. Daher überfliegt er nicht jeden Tag zu einer bestimmten Zeit immer den gleichen Ort. Eine Vorherbestimmung der Beobachtungszeiten ist aus diesem Grunde schwierig. Hat man den Satelliten an einem Tag zu einer bestimmten Zeit „gefunden" und beobachtet, so muß man am darauffolgenden Tag jeweils eine Stunde früher mit der Beobachtung beginnen. Ist dann der Satellit bis zu der Durchgangszeit des vorherigen Tages noch nicht aufgetaucht, so muß die Beobachtung noch zwei Stunden lang fortgesetzt werden. Nach jedem beobachteten Durchgang kann nach etwa $1^1/_2$ Stunden versucht werden, ob man den nächstfolgenden Umlauf des Satelliten noch erfaßt. Diese Überlegungen gelten für den Vorübergang des Satelliten sowohl im „aufsteigenden" (nach Norden gerichteten) als auch im „absteigenden" (nach Süden gerichteten) Ast seiner Bahn.

Aufzeichnung der Beobachtungen

Grundsätzlich sind alle Beobachtungen der Satellitensignale durch Funkamateure von Nutzen. Besonders wichtig sind die Feststellungen der „Aufgangs-" und „Untergangs"-Zeiten sowie die Messungen der zeitlichen Änderung des Signalpegels (z. B. mit einem gut geeichten S-Meter), vor allem aber die Aufzeichnung der Frequenzänderungen infolge des oben beschriebenen Dopplereffekts. Das entscheidend Wichtige bei allen Beobachtungen sind exakte Zeitangaben, die wegen der raschen Bewegung des Satelliten auf eine Sekunde genau sein müssen. Als weitaus bequemste und dabei zweckmäßigste Beobachtungsmethode ist die Aufnahme der Satellitensignale auf Magnettonband zu empfehlen, in das geeignete exakte „Zeitmarken" eingeblendet werden müssen, deren Herstellung dem Improvisationstalent jedes Amateurs überlassen werden muß.

Wenn auch der Start des ersten Satelliten erst vor kurzem erfolgte und ungewiß bleibt, wie weit die Amateure der Deutschen Demokratischen Republik in die Lage kommen werden, Satellitenbeobachtungen zu machen, so soll diese kurze Information dennoch Anregungen geben und ein Bild davon vermitteln, wie Funkamateure an einem der interessantesten Programme des Internationalen Geophysikalischen Jahres unmittelbar mitarbeiten können.

Literatur

[1] Diedrich Wattenberg: Raketen- und Satellitenprogramme im Internationalen Geophysikalischen Jahr 1957/58, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 13 (1957), S. 421 bis 423.

[2] Jens Taubenheim: Die Ionosphäre, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 12 (1957), S. 380 bis 383.

[3] H. Volland: Die Erforschung der Hochatmosphäre mit Hilfe von Raketen, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 13 (1957), S. 418 bis 421.

Die praktische Nutzung des Hall-Effektes durch Hall-Generatoren

Siemens & Halske hat einige praktisch ausnutzbare Hall-Generatoren entwickelt. Der Hall-Effekt beruht bekanntlich auf der Tatsache, daß ein in einem magnetischen Feld angeordneter, streifenförmiger und der Länge nach stromdurchflossener Leiter eine zur Längsachse des Leiters quergerichtete Spannung aufweist, wenn magnetische Kraftlinien und Stromrichtung zueinander senkrecht stehen[1]).

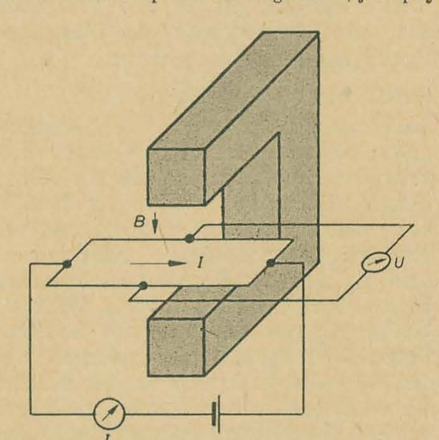
Bezeichnet man mit R_H die Hall-Konstante, mit B die magnetische Induktion, mit I den durch den Streifen fließenden Strom und mit d die Dicke des Leiters, so ist die erzeugte Spannung

$$U = \frac{R_H \cdot B \cdot I}{d}.$$

Während die Elektronenbeweglichkeit in metallischen Leitern sehr gering ist, sie liegt bei $10 \frac{cm/s}{V/cm}$, beträgt dieser Wert bei Germanium etwa $3600 \frac{cm/s}{V/cm}$. Seitdem Versuche mit Halbleitern an Stelle von metallischen Leitern angestellt wurden, ist der Hall-Effekt aus dem rein theoretischen Interesse in den Bereich der praktischen Elektronik gerückt.

Die mit den früher bekannten Stoffen erzielbaren Hall-Spannungen lagen in der Größenordnung von einigen mV. Mit sehr reinen Halbleitern ergeben sich zwar wesentlich höhere Spannungen, doch ist dann der innere Widerstand des Leiterstreifens zu groß, um eine nennenswerte Belastung (Stromentnahme) zu gestatten. Verwendet man als Leiter Indiumantimonid oder Indiumarsenid, so erhält man Elektronenbeweglichkeiten in der Größenordnung von $50\,000 \frac{cm/s}{V/cm}$. Unter dem Einfluß eines Feldes von 1 V/cm Feldstärke bewegen sich die Elektronen also mit einer Geschwindigkeit von 0,5 km/s durch das Kristallgitter. Mit den Halbleitern Indiumantimonid und Indiumarsenid erreicht man Hall-Spannungen bis etwa 1 V und einen inneren Widerstand von etwa 5 Ω, so daß sich dem Hall-Generator eine Leistung von etwa 0,2 W entnehmen läßt.

Für die Anwendung des Hall-Effekts bestehen sehr viele Möglichkeiten. Hält man z. B. den durch den Leiter fließenden Steuerstrom konstant, so hängt die abgegebene Hall-Spannung nur von der Induktion B ab. Bleibt umgekehrt das Feld konstant, so beeinflußt nur der Steuerstrom die Höhe der abgegebenen Spannung. Bei den Siemens-Hall-Generatoren liegen die Steuerströme zwischen 0,075 und 0,6 A. Soll das Produkt zweier Größen zum Steuern oder Messen herangezogen werden, so kann man auch gleichzeitig Steuerstrom und Induktion ändern. Da es nun heute praktisch möglich ist, jede physikalische Größe in einen Strom oder über einen Strom in eine magnetische Induktion umzuwandeln, lassen sich unter Anwendung des Hall-Effekts auch nichtelektrische und nichtmagnetische Größen erfassen und steuern. Die Empfindlichkeit der neuen Hall-Generatoren ist so groß, daß selbst so schwache Felder wie das Erdfeld mit ihnen erfaßt werden können.



Zur Demonstration des Hall-Effektes

Die von Siemens entwickelten Hall-Generatoren arbeiten mit halbleitenden Verbindungen von Elementen aus der dritten und fünften Hauptgruppe des periodischen Systems der Elemente, also zum Beispiel mit den bereits erwähnten Verbindungen Indiumantimonid und Indiumarsenid. Mit den Hall-Generatoren können magnetische Gleich- und Wechselfelder, beispielsweise in Luftspalten von Magneten, gemessen werden. Die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung bedient sich der Hall-Generatoren zur Beobachtung magnetischer Materialien, wie Eisen und Stahl. Besonders erwähnenswert ist die Möglichkeit, mit dem Hall-Generator auch zwei elektrische oder auf diese zurückzuführende andere physikalische Größen multiplikativ zu verbinden. Diese Produktbildung ist so genau, daß Hall-Generatoren in Analogrechengeräten verwendet werden können. Auch bei der Leistungsmessung ist der Hall-Generator verwendbar, wobei sein besonderer Vorzug gegenüber den üblichen Wattmetern in der Trägheitslosigkeit der Messung und dem geringen Raumbedarf der gesamten Meßanordnung liegt.

Die zur Verfügung stehende Reihe serienmäßiger Hall-Generatoren umfaßt sieben verschiedene Arten, die sich in drei große Gruppen unterteilen. Diese drei Gruppen sind: Feld-, Joch- und Multiplikatorsonden. Die wirksame Flächengröße der lieferbaren Hall-Generatoren liegt zwischen 2 und 72 mm², die Dicke des Streifens zwischen 0,05 und 0,1 mm. Die Gesamtabmessungen des Halbleiterstreifens sind um die Elektroden für die Zu- und Ableitungen größer als die oben angegebene wirksame Fläche. Der innere Widerstand der jetzt hergestellten Hall-Generatoren beträgt sowohl auf der Steuer- wie auf der Ausgangsseite (der sog. Hall-Seite) rund 1 Ω. Die Generatoren lassen sich auf jede glatte Oberfläche aufkleben oder aufschrauben, Spannungen sind dabei zu vermeiden. Die maximale Umgebungstemperatur darf 65° C nicht überschreiten. Im Gegensatz zu den anderen Nennwerten darf die Induktion ohne Rücksicht auf die Temperatur beliebig hoch sein, nur muß dann mit größeren Abweichungen von der Linearität gerechnet werden. Bis zu der von Siemens als Nennwert angegebenen Induktion von 10000 Gauß liegt der Fehler, d. i. die auf den Endwert bezogene prozentuale Abweichung, bei etwa ±1%.

Da der Hall-Generator Gleichstrom liefert und einen niederohmigen Ausgang besitzt, kommt für den Zweck einer weiteren Leistungsverstärkung ein Transistor entsprechender Kollektorverlustleistung in Betracht. *tae-*

Nach Siemens-Informationen

[1]) Siehe Dr. Schad: „Der Hallgenerator", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 12 (1955) S. 361.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Etwa 10 000 Rundfunkgeräte „Dominante"** hat der VEB Funkwerk Dresden auf der Leipziger Herbstmesse an ausländische Kunden, u. a. nach Polen, Schweden und Finnland, verkauft.

▼ **Bis zum 7. November** will die Belegschaft des VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow, sämtliche noch vorhandenen Planrückstände aufholen und bis zu diesem Termin 53 Mill. Schichtwiderstände fertigen.

▼ **Vom 22. bis 25. Oktober** findet in Ilmenau das II. Internationale Kolloquium statt, zu dem der Rektor der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, Prof. Dr. Johannes Stamm, 500 Wissenschaftler und Techniker aus dem In- und Ausland eingeladen hat. In mehr als 30 Vorträgen werden namhafte Referenten über Probleme der Nachrichtentechnik und der Feinmechanik/Optik sprechen.

▼ **Die schwedische Presse** würdigte die auf der St. Eriks-Messe ausgestellten Industrieerzeugnisse der DDR. „Ny Dag" bezeichnete die Fernsehempfänger als ausgesprochene „Publikumsmagneten".

▼ **Ein Halbleiterwerk** entsteht zur Zeit in Roznow, CSR. Es gehört zu der volkseigenen Vereinigung TESLA (Telefon- und Schwachstromwerke).

▼ **Berichtigung:** Bei der Beschreibung des RCA - Empfängers KCS 100 B in **Nr. 15 (1957)** Seite 473 ist uns leider ein Fehler unterlaufen, der allerdings so offensichtlich ist, daß ihn die meisten Leser sicher bereits selbst entdeckt haben. Die Tonendstufe wird nicht, wie angegeben, direkt vom Ratiodetektor ausgesteuert, sondern der DF-Verstärker arbeitet in Reflexschaltung, das Pentodensystem der 6 U 8 im Tonteil dient also gleichzeitig als Vorverstärker für die Niederfrequenz.

In Nr. 17 (1957) Seite 526, linke Spalte, muß die praktische Formel für die Berechnung der Resonanzfrequenz richtig heißen:

$$f_0 = \frac{6,5 \cdot 10^4}{R \cdot C}$$

(f_0 in Hz, R in MΩ und C in pF).

Der Fernsehsender Kiel arbeitet nicht auf Kanal 11, wie unsere Karte in **Nr. 18 (1957)** dritte Umschlagseite, angibt, sondern neuerdings auf Kanal 5. Wir bitten unsere Leser, die Karte entsprechend abzuändern.

Flugzeugfernsehübertragungen aus Moskau

Fernsehsendungen von den Feierlichkeiten zum 40. Jahrestag der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution in Moskau sollen mit Hilfe von Flugzeugen nach Minsk, Kiew, Leningrad und Gorki übertragen werden. Dies teilt „Krasnaja Swesda" in einem Artikel mit. Der Beitrag enthält außerdem nähere Angaben über die ersten Fernsehsendungen dieser Art in der Sowjetunion während der VI. Weltjugendfestspiele, wo täglich Direktübertragungen von Moskau nach Minsk und Kiew erfolgt sind. Für die Übertragungen waren zwei Spezialflugzeuge mit Empfangs- und Sendeanlagen sowie eine Erdzwischenstation in Smolensk eingesetzt. Die Flugzeuge kreisten in vorher genau festgelegten Lufträumen in 3500 bis 4500 m Höhe, wobei ihre Antennen stets automatisch auf eine Richtung eingestellt blieben. Diese ersten Weitstreckenfernsehverbindungen mit Hilfe von Flugzeugen haben sich sehr gut bewährt.

Die höchsten Türme der Erde

Das große Moskauer Fernsehzentrum soll in nicht zu ferner Zeit mit seinen Sendungen beginnen, und zwar sollen gleichzeitig zwei Schwarz-Weiß- und ein Farbprogramm übertragen werden. Ein Fernsehturm, der mit einer Höhe von 500 m den Pariser Eiffelturm um fast 200 m Höhe überragt, wird mit dem Fernsehzentrum durch Hochfrequenzkabel direkt verbunden. In 270 m Höhe ist ein Aussichtsturm für Besucher vorgesehen. Die Reichweite für guten Fernsehempfang soll 110 bis 120 km im Umkreis betragen.

Es folgt mit 483 m der neue Fernsehsendermast bei Roswell im amerikanischen Staat Neu-Mexiko, der sich 1825 m über dem Meeresspiegel befindet, und mit 472 m der Fernsehturm von Emid in Oklahoma.

Der mit 265 m höchste deutsche Fernsehturm gehört zum Sender Bremen-Oldenburg. Der zum Sender Harz-West gehörende Fernsehturm mißt zwar nur 250 m, er befindet sich aber 820 m über dem Meeresspiegel.

das elektron Nr. 7 (1957)
Funkschau Nr. 18 (1957)
Toute la Radio, Sept. 1957

Vom Fernsehen aus aller Welt

Sowjetisches Fernsehen von Kiew bis Prag

Der Direktor des Zentralen Fernsehstudios in Moskau, Wladimir Osminin, hat in London bekanntgegeben, daß die Sowjetunion in den nächsten Jahren eine Kette von Fernsehrelaisstationen zwischen Kiew und Prag bauen werde. Darüber hinaus werde in Erwägung gezogen, die Stationen bis zum Jahre 1960 bis nach Berlin auszubauen. Bis zum Jahre 1960 sollen in der Sowjetunion insgesamt 75 Relaisstationen gebaut werden. Osminin dreht in Großbritannien einen sowjetischen Dokumentarfilm über das Leben des britischen Volkes. Ein britisches Filmteam wird in der Sowjetunion ebenfalls einen Dokumentarfilm aufnehmen.

Japan

Von dem japanischen elektronischen Forschungsinstitut wurde in Zusammenarbeit mit der japanischen Rundfunkgesellschaft Nippon Hoso Kyokai (NHK) eine Fernsehkamera entwickelt, die Infrarotstrahlen bei Aufnahmen im Dunkeln benutzt.

Frankreich

In Frankreich arbeiten zur Zeit 17 Fernsehsender. 9 davon wurden im Jahre 1956 in Betrieb genommen. Die größte Strahlleistung haben die Sender Paris, Lille und Lyon mit je 20 kW Bildleistung und 5 kW Tonleistung. In Toulon arbeitet ein Versuchssender, der eine Antennenleistung von 50 kW für den Bildsender und 12 kW für den Tonsender hat.

Jugoslawien

Die jugoslawischen Fernsehsendezentren sollen Belgrad, Zagreb und Ljubljana werden, die Sender hierfür werden von Siemens geliefert.

Österreich

Die zur Zeit betriebenen vier Fernsehsender in Österreich können von 50 Prozent der Bevölkerung Österreichs empfangen werden. Die Sender in Wien, Salzburg und Graz haben eine Antennenleistung von je 60 kW für den Bildträger und 12 kW für den Tonträger. Der Fernsehsender Linz arbeitet mit einer Bildleistung von 3 kW und einer Tonleistung von 0,6 kW.

England

Zur Verbesserung des Omnibus- und Obus-Verkehrs in London sollen an markanten Verkehrsknotenpunkten der Stadt an Häusern oder an Masten Fernsehkameras eingebaut werden. In einer Zentrale kann man die Fahrzeugfolge beobachten. Durch einen Kode ist jeder Bus erkennbar. Damit können auftretende Verspätungen rechtzeitig bemerkt und entsprechende Gegenmaßnahmen getroffen werden.

Portugal

Radio Televisao Portuguesa wird im Oktober 1957 den regulären Fernsehbetrieb aufnehmen. Zur Zeit laufen regelmäßige Versuchssendungen mit einer Sendezeit von 12 Stunden wöchentlich. Ungefähr 2000 Fernsehempfänger wurden bis jetzt verkauft.

Sendungen in 34 Sprachen

des Auslandes und in 80 Sprachen der Völker der UdSSR strahlt der sowjetische Rundfunk aus. Der Zahl und Leistung ihrer Sender nach nimmt die Sowjetunion gegenwärtig den ersten Platz in Europa und den zweiten Platz in der Welt ein. Zur Zeit gibt es 21 sowjetische Fernsehsender. Diese Zahl wird sich bis zum Ende des 6. Fünfjahrplans mehr als verdreifachen.

Ein Post- und Fernmeldeabkommen

zwischen der Demokratischen Republik Vietnam und der CSR wurde am 11. September d. J. in Prag unterzeichnet.

Das höchste Gebäude Pekings

entsteht zur Zeit am Rande der Stadt. Es handelt sich um das elf Stockwerke hohe künftige Zentrum des chinesischen Rundfunks, das 84,5 m hoch werden soll.

750 000 Rundfunkempfänger mit UKW-Teil

sind zur Zeit in England in Betrieb, damit können etwa 5% der Rundfunkhörer am UKW-Empfang teilnehmen.

5-W/10-MHz-Leistungstransistor

Von den Bell Telephone Laboratories wurde das Labormuster eines Silizium-Leistungstransistors entwickelt, der bei 10 MHz 5 Watt Ausgangsleistung als Oszillator oder als Verstärker liefert.

Transistoren für die industrielle Elektronik

Transistoren, die eine Last bis 1 kW schalten können und hauptsächlich in der industriellen Elektronik Anwendung finden werden, stellt die Delco Radioabteilung der Firma General Motors (USA) in Massenproduktion her.

Transistorautoempfänger

Die General Motors Delco Radio Division hat einen mit 13 Transistoren bestückten Kraftwagenempfänger herausgebracht.

I. DDR-Meisterschaften im Nachrichtenwesen der GST

Vom 13. bis 15. 9. 1957 fanden in Halle/Saale die I. DDR-Meisterschaften der Funker, Fernsprecher und Fernschreiber statt. Die Besten der einzelnen Bezirke kämpften zum ersten Male um die Ehre eines Republikmeisters. Durch die Teilnahme einer tschechoslowakischen Nationalvertretung war bei den Meisterschaften der Funker eine Vergleichsmöglichkeit im internationalen Rahmen möglich. Danach hat sich das Leistungsniveau unserer Schnelltelegrafisten wesentlich gebessert, so daß den internationalen Funkwettkämpfen 1958 in Peking mit einiger Hoffnung entgegengesehen werden kann. Während der Wettkämpfe wurden zahlreiche neue nationale Rekorde aufgestellt. So erreichte z. B. der 17jährige Kamerad Kamm aus Halle in der Handaufnahme fünfstelliger Buchstabengruppen 210 und fünfstelliger Zahlengruppen 300 Zeichen pro Minute.

Am letzten Wettkampftag wurde der Republikentscheid in der Fuchsjagd durchgeführt. Mit einem selbstgebauten tragbaren Peilempfänger mußte der durch einen Sender dargestellte Fuchs gesucht werden.

In einer Leistungsschau der GST-Konstrukteure wurde eine Anzahl beachtlicher Konstruktionen von KW-Sendern, KW-Empfängern und Meßgeräten gezeigt.

RADIO UND FERNSEHEN veröffentlicht demnächst die Beschreibung eines Amateurempfängers für das 144-MHz-Band.

Eine ausführliche Umbauanleitung

zum Auswechseln der UKW-Baueinheiten älterer Graetz-UKW-Empfänger der Baujahre 1950 bis 1952 gegen den modernen, störstrahlungssicheren Oszillator wurde von der Graetz K. G. herausgegeben.

WERNER TAEGER

Ablenksysteme und Ablenkmittel für Fernsehbildröhren

Im folgenden sollen diejenigen Teile des Fernsehempfängers betrachtet werden, die der Ablenkung des Elektronenstrahls in der Bildröhre dienen. Dazu gehören: Sperrschwingertransformatoren für die Vertikal- oder Horizontalablenkung, Ausgangstransformatoren für die Vertikalablenkung, Horizontalausgangstransformatoren mit Hochspannungserzeuger, Oszillatoren für die Horizontalablenkung, Ablenk- und Fokussiereinheiten mit Vertikal- und Horizontalablenkspulen sowie Zentrierungs- und Fokussierungseinrichtungen.

Zweck der Ablenkspueln ist es, ein möglichst gleichmäßiges magnetisches Feld zu erzeugen und den bildschreibenden Elektronenstrahl zeilenförmig über den Bildschirm zu führen. Der Aufbau des magnetischen Feldes erfordert eine gewisse Energie. Durch geeignete Schaltungen kann man einen Teil der aufgewandten Energie zurückgewinnen und an anderer Stelle nutzbar machen (Boosterspannung), ein anderer Teil wird jedoch in Wärme umgewandelt und geht verloren.

Die notwendige Energie für die Ablenkung hängt von verschiedenen Faktoren ab. So z. B. von der erforderlichen Feldstärke und von der Amplitude, die der Schreibstrahl ausführen muß. Je näher die Ablenkspulen an den Elektronenstrahl heranrücken, um so geringer kann die erforderliche Feldstärke sein. Daraus ergibt sich, daß man bestrebt sein muß, den Röhrenhals so schlank wie möglich zu machen. Leider tritt das Feld nicht nur im Innern des Röhrenhalses auf; das äußere Feld — das Streufeld — verbraucht einen erheblichen Teil der aufzuwendenden Leistung. Es leuchtet daher wohl ein, daß die günstigste Spulenform die sein wird, bei der das Verhältnis von Wirkfeld (oder Nutzfeld) zum Streufeld groß ist.

Die Ablenkspule hat stets eine Induktivität L und einen ohmschen Widerstand R. Für eine bestimmte geforderte Ablenkung mit einem zur Verfügung stehenden Ablenkstrom I (gemessen von Spitze zu Spitze) ist die erforderliche Ablenkspannung:

$$U = \frac{L \cdot I}{\tau_1}\left(1 + \frac{\tau_1 \cdot R}{2L}\right),$$

wobei τ_1 die Zeitdauer ist (beispielsweise 64 μs für eine Zeilenperiode).

In der Praxis liegt das R/L-Verhältnis zwischen 0,5 und 2. Zur Berechnung der Scheinleistung in Voltampere ergibt sich aus der vorhergehenden Beziehung:

$$N = \frac{L \cdot I^2}{\tau_1}\left(1 + \frac{\tau_1 \cdot R}{2L}\right).$$

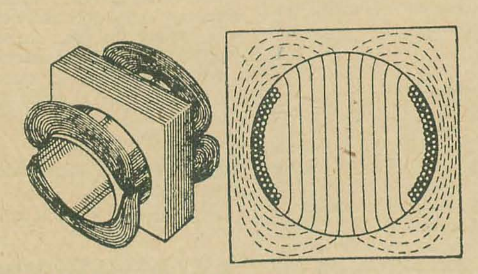
Wird L in mH und R in Ω eingesetzt, so erhält man die Ablenkleistung in VA für die Horizontalablenkung aus

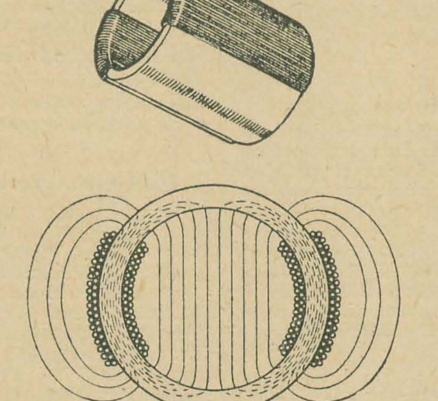
$$N_h = 11 \cdot L \cdot I^2 \,(1 + 0{,}05\ R/L)$$
[als Mittelwert]

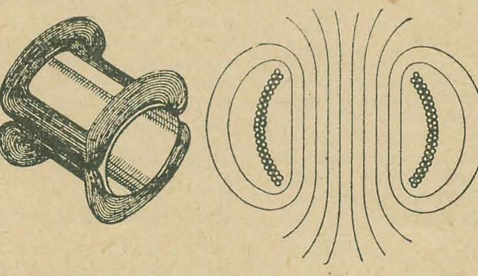
und die Vertikalablenkung aus

$$N_v = 0{,}5 \cdot R \cdot I^2 \,(1 + 0{,}1 \cdot L/R)$$
[als Mittelwert].

Der Wert $L \cdot I^2$ stellt die Energie zum Aufbau des magnetischen Feldes dar. Für die Horizontalablenkspulen kann der ohmsche Widerstand im allgemeinen vernachlässigt werden, so daß $L \cdot I^2$ ein Maß für die Güte der Horizontalspulen ist. Im Gegensatz dazu wird gewöhnlich die Induktivität der Vertikalspulen ohne Einfluß auf den Strom sein; daher stellt für die Vertikalablenkung das Produkt $R \cdot I^2$ ein Maß für die hierfür aufzubringende Leistung dar. Die für die Horizontalablenkung erforderliche Energie läßt sich allein durch Verkleinerung des Produktes $L \cdot I^2$ vermindern; da man für $R \cdot I^2 = L \cdot I^2 \cdot \frac{R}{L}$ schreiben kann, ergibt sich eine Verminderung der Leistung für die Vertikalablenkung durch Verkleinerung entweder von $L \cdot I^2$ oder von $\frac{R}{L}$. Aus diesem Grunde ist es zweckmäßig, bei dem Entwurf der Zeilen- und Bildablenkspulen getrennt vorzugehen.


Bild 1: Eisenringspule und Feldverlauf


Bild 2: Eisenkernspule mit Feldlinienverlauf


Bild 3: Luftspule mit Feldlinienverlauf (großes Streufeld)

Die einfachste Form der Ablenkspulen ist die Luftspule. Sie wurde in der Anfangszeit der Fernsehtechnik bei kleinen Bildröhren und niedrigen Beschleunigungsspannungen häufig angewendet. Daß sie bei den heutigen großen Bildröhren mit den erforderlichen hohen Spannungen von 15 bis 20 kV nicht mehr akzeptabel ist, ist durch den geringen Wirkungsgrad der Luftspule begründet. Der Wirkungsgrad kann durch einen zusätzlichen Eisenkern erheblich vergrößert werden; leider steigt mit dieser Maßnahme auch die Induktivität, was im höchsten Maße unerwünscht ist. Es sind zwei Formen von Ablenkspulen mit Eisenkern bekannt: die Eisenringspule (Bild 1) und die Eisenkernspule (Bild 2). Bei der Eisenringspule besteht der Eisenkern aus einem Paket lamellierten Eisens, das über dem mittleren Teil der Spule liegt; die Spule selbst hat die gleiche Form wie bei der einfachen Luftspule nach Bild 3. Bei der Eisenkernspule besteht der Kern aus zirkular lamelliertem Eisen, auf dem die Kupferwicklung direkt aufgewickelt ist; hier ist der Unterschied in der Wicklungsart gegenüber der eisenlosen Sattelspule (Bild 3) besonders deutlich.

Bei den beiden Ablenkspulen mit Eisen verläuft der Hauptteil der Feldlinien

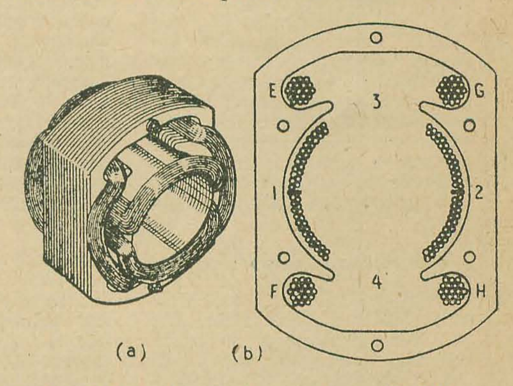


Bild 4: Vollständige Spulenanordnung für Bild- und Zeilenablenkung

innerhalb des von Eisen umschlossenen Raumes, also dicht am und innerhalb des Röhrenhalses. Die Bilder 1 bis 3 zeigen die Feldverteilungen innerhalb der Ablenkspulensysteme. Bei Bild 3 erkennt man, daß ein großer Teil der Feldlinien außerhalb des Röhrenhalses verläuft, also für die Strahlablenkung unwirksam ist. Fast ideal ist der Feldlinienverlauf im Bild 1 zu nennen. Der Wirkungsgrad dieser Spule ist daher um ein Vielfaches höher als bei der Luftspule. Der Feldlinienverlauf bei der Eisenkernspule ist nicht besonders günstig, da sie ein verhältnismäßig großes Außenfeld erzeugt, das bei der Ringspule durch den die ganze Wicklung umgebenden Ringkern zusammengepreßt wird.

Eine vollständige Spulenanordnung für Bild- und Zeilenablenkung zeigt schließ-

lich Bild 4. Im Bild 4b bedeuten 1 und 2 die Pole des Magnetsystems für die Horizontalablenkung; das Magnetsystem ist nicht vollständig geschlossen, sondern bei 3 und 4 unterbrochen. Das Vertikalsystem bilden die Spulenteile E, F, G und H, sie sind, wie auch Bild 4a erkennen läßt, sattelförmig um die Pole 1 und 2 gewickelt. Der magnetische Weg dieser Ablenkspule ist über die äußeren Teile des Kerns geschlossen.

Die Mehrzahl der Hersteller verwendet sowohl für die Vertikal- als auch für die Horizontalablenkung die bekannten Kosinusspulen und führen an, daß bei dieser Ausführungsart der Ablenkfehler sehr klein gehalten werden kann. Durch Verwenden von Ferritkernen wird eine hohe Spulengüte und damit große Ablenkempfindlichkeit erreicht. Saba verwendete früher das sogenannte Ringkern- oder Toroidsystem, das für jede Ablenkrichtung vier Spulen, die auf einem Ferritkern angeordnet sind, enthält. Die einzelnen Spulen sind derart zusammengeschaltet, daß die Felder von je zwei Spulen in gleicher Richtung, die Felder beider Spulenpaare aber in entgegengesetzter Richtung verlaufen. Dadurch wird das resultierende Feld aus dem Eisen in den Luftraum gedrängt und erzeugt dort die für die Ablenkung erforderliche Feldstärke.

Im „Schauinsland T 44" wird ein Ablenksystem mit genuteten Ringkernen benutzt, dessen Wirkungsgrad wesentlich höher ist als der des Toroidkernsystems. Dieser Umstand fällt besonders bei den 90°-Bildröhren ins Gewicht. Da bei modernen Bildröhren der Strahldurchmesser im Ablenkfeld so klein ist, daß auch mit einem elektronenoptisch ungünstigeren Ablenksystem die verlangte Bildschärfe erreicht wird, konnte auf das komplizierte Toroidsystem verzichtet werden. Neben der Schärfe des Rasters ist bei der Dimensionierung des Ablenkfeldes und bei der Bildröhrenauswahl noch die Form des Rasters zu berücksichtigen. Verwendet man eine Bildröhre mit sphärisch gekrümmtem Bildschirm, so gelingt es bei etwas unsymmetrischer Verteilung der Nuten im Ablenksystem eine praktisch unverzerrte Rasterform zu erhalten, und zwar ohne Zuhilfenahme von besonderen Entzerrungsmagneten. Das Ablenksystem und eine Linse aus Ferroxdure (bestehend aus zwei ringförmigen Einzelmagneten, deren Felder gegeneinander wirken und deren resultierende Brennweite durch Ändern des gegenseitigen Abstandes eingestellt werden kann) bilden ein kompaktes Bauelement: die Ablenk- und Fokussiereinheit.

Grundig hat dagegen seine Fernsehempfänger mit 90°-Ablenktechnik wieder mit Toroidspulen ausgerüstet, die allerdings in einer neuen Wickeltechnik hergestellt sind und sich dadurch auszeichnen, daß die aufzubringende Ablenkleistung sehr gering ist. Die Spulen sind um einen Ferritring gewickelt; dabei sind diejenigen für die Horizontalablenkung als Sattelspulen ausgeführt, wodurch sich eine für hohe Ablenkempfindlichkeit notwendige große Spulenlänge ergibt. Zum Vermeiden von Verzerrungen sind die Windungsteile, die gegen die Strahlrichtung verlaufen, durch starkes Abbiegen weit von der Strahlachse entfernt. Die neue Wickeltechnik ergibt neben der bereits erwähnten hohen Ablenkempfindlichkeit einen der Bildschirmkrümmung angeglichenen Verlauf des Ablenkfeldes.

Graetz wählte für die Horizontalablenkspulen die sogenannte „Pantoffelspulenform". Die Vertikalablenkspulen sind vierfach unterteilt, um eine einwandfreie Geometrie sicherzustellen. Außerdem sind sie symmetrisch bedämpft, um das Auftreten von „Gardinen" im Bild zu verhindern. Die komplette Ablenkeinheit ist gegen Störstrahlung geschirmt, wobei die Abschirmung mit einem Aluminiumtubus auch den Hals der Bildröhre umfaßt. Die Wicklungen der Spulen sind durch wärmebeständige Bakelitringe in ihrer Lage festgehalten. Der „Gardineneffekt" entsteht, wenn sich Ausschwingvorgänge in Teilen des Ablenkstromkreises ausbilden können. Er zeigt sich gewöhnlich am linken Bildrand. Die Gegenmaßnahme besteht darin, daß diejenigen Spulen im Ablenkstromkreis, in denen Ausschwing- bzw. Ausgleichvorgänge auftreten, durch Parallelschalten entsprechend großer ohmscher Widerstände bedämpft werden.

Telefunken verwendet für beide Ablenkrichtungen Kosinusspulen, wobei die Induktivität der Vertikalspule 42 mH (Blindwiderstand bei 50 Hz etwa 13 Ω), der ohmsche Widerstand 42 Ω, L für die Horizontalspule 13 mH (Blindwiderstand bei 15625 Hz etwa 1300 Ω) und R = 16 Ω beträgt. Die Vertikalspulen haben ein besonders günstiges L/R-Verhältnis, nämlich $= 1 \cdot 10^{-3}$, so daß neben den ohmschen Verlusten zusätzliche Verluste nicht auftreten.

Die Verwendung der statisch fokussierten Bildröhren für 43 und 53 cm Bilddiagonale macht die bisher üblichen Fokussiermagnetringe entbehrlich. Der Fortfall des nicht unbeträchtlichen Gewichts der Fokussierringe ermöglicht eine günstigere Bauweise des kompletten Ablenkjoches. Die neuen, sehr leichten Joche enthalten außer den Spulen keine Metallteile mehr und werden direkt auf dem Röhrenhals befestigt. Als weiterer Vorteil der modernen Ablenkjoche sei hervorgehoben, daß kein „Bildschieber" in der bisher üblichen Art mehr erforderlich ist. Für die Bildzentrierung dient jetzt ein kleiner Dauermagnet, der in zwei Federklemmen gelagert ist und ähnlich wie die Ionenfalle auf den Hals der Bildröhre geklemmt wird.

Bild 5 zeigt das Prinzip der Horizontalablenkung mit Spartransformator. Als Voraussetzung gilt, daß die Boosterdiode PY 83 während des gesamten Horizontalhinlaufs geöffnet ist und während des ganzen Rücklaufs sperrt. Da der Innenwiderstand der Diode im offenen Zustand sehr klein ist, kann er bei der folgenden Betrachtung unberücksichtigt bleiben. Punkt A führt während der gesamten Zeilenperiode keine Wechselspannung gegen Masse, denn er ist über den Boosterkondensator C_1 mit dem positiven Pol

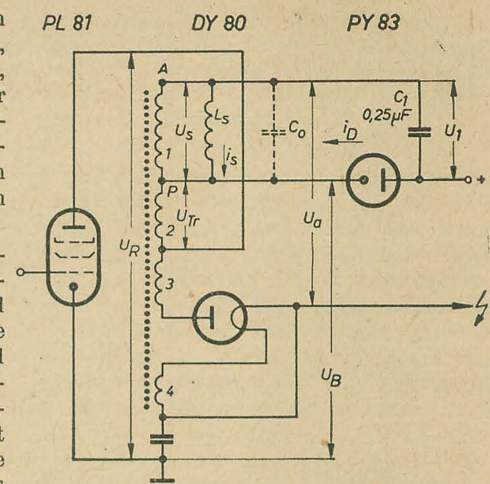


Bild 5: Schaltung für die Horizontalablenkung (Telefunken)

der Gleichspannung verbunden. Während des Hinlaufs liegt Punkt P über die Boosterdiode am Pluspol der Gleichspannung, da die Diode geöffnet ist und ihr Innenwiderstand vernachlässigt werden kann. Aus diesem Grunde liegt an der Teilwicklung 1 eine konstante Spannung (C_1 liegt über die Diode an dieser Wicklung). Bei konstanter Spannung U_s ist während des Hinlaufs wegen der festen Verkopplung der einzelnen Transformatorwicklungen auch die Spannung über den anderen Teilwicklungen konstant. U_s bedeutet nun nicht nur die Spannung an der Teilwicklung 1, sondern auch diejenige, die an der Horizontalablenkspule L_s wirksam ist. Wegen der hohen Horizontalfrequenz (15625 Hz) und des kleinen ohmschen Widerstandes (etwa 16 Ω gegen 13 mH, entsprechend 1300 Ω für die Grundschwingung) gilt für die Spannung an der Ablenkspule in guter Annäherung:

$$U_s = L \frac{d\,i_s}{d\,t}.$$

Für konstante Spannung U_s muß daher der Differentialquotient $\frac{di_s}{dt}$ konstant sein und das bedeutet, daß der Strom i_s in der Ablenkspule zeitproportional ansteigen muß (Sägezahn), wie es ja auch Voraussetzung für eine lineare Strahlablenkung ist. U_s ist dabei wegen des vernachlässigbar kleinen Durchlaßwiderstandes der Diode PY 83 gleich der Spannung U_1.

Im Gegensatz zum Hinlauf, wo ein zeitlinearer Stromanstieg festgestellt wurde, verläuft die Spannung beim Rücklauf, d. h. bei sperrender Diode, nach einer Sinushalbwelle mit dem Scheitelwert U_2. Nennt man die Dauer des Rücklaufs t_2, diejenige des Hinlaufs t_1 (wobei $t_1 \gg t_2$), so ergibt sich der Zusammenhang zwischen den Spannungen beim Hinlauf U_1 und beim Rücklauf U_2.

$$U_1 \cdot t_1 = \frac{2}{\pi} \cdot U_2 \cdot t_2.$$

Ist T die Dauer der Horizontalperiode und k der prozentuale Anteil des Rücklaufs an der gesamten Zeilenperiode, so ist

$$t_2 = k \cdot T \quad \text{und} \quad t_1 = (1 - k) \cdot T.$$

Daraus ergibt sich der Scheitelwert der Spannung beim Rücklauf, bezogen auf die Spannung U_1 des Hinlaufs.

$$U_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{t_1}{t_2} \cdot U_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1-k}{k} \cdot U_1.$$

Aus der Tatsache, daß an der Wicklung 1 nur eine Wechselspannung liegen kann, folgt, daß das Vorzeichen der Rücklaufspannung U_2 entgegengesetzt zu der Hinlaufspannung U_1 sein muß. Die Rücklaufspannung wirkt somit für die Boosterdiode als Sperrspannung, so daß die oben gemachte Voraussetzung bezüglich des Sperrens dieser Diode während des Rücklaufs auch tatsächlich erfüllt ist.

Die prozentuale Rücklaufdauer auf der Senderseite beträgt nach der Norm 17% der Horizontalperiode. Damit nun mit Sicherheit kein Teil des Bildes in die Rücklaufzeit fällt, muß die Rücklaufdauer k des Empfängers kleiner als dieser Wert sein. Bei modernen Horizontalablenktransformatoren beträgt k etwa 15%. Damit ergibt sich für

$$U_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{0{,}85}{0{,}15} \cdot U_1 = 9 \cdot U_1,$$

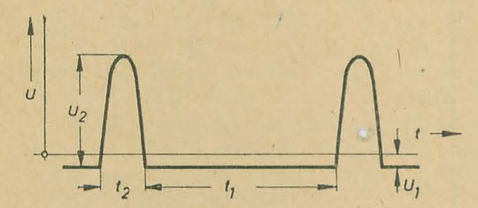


Bild 6: Hin- und Rücklaufspannung in den Horizontalablenkspulen

das heißt, U_2 ist also 9 mal so groß wie die Hinlaufspannung (Bild 6).

Die Beschleunigungsspannung für die Bildröhre wird aus der Rücklaufspannung der Wicklungen 1 und 2 und der aufwärtstransformierten Spannung in der Wicklung 3 nach Gleichrichtung in der Hochspannungsdiode DY 80 gewonnen. Bei den sehr kleinen Strahlströmen (einige 100 μA) arbeitet die Diode DY 80 annähernd als Spitzengleichrichter. Somit gilt für die erzeugte Hochspannung:

$$U_a = ü \cdot U_2.$$

Die gleichgerichtete Hochspannung steht somit ebenfalls in einem festen Verhältnis zur Hinlaufspannung U_1, für sie gilt:

$$U_a = ü \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1-k}{k} \cdot U_1 = 9 \cdot ü \cdot U_1.$$

Die tatsächlich an der Anode der Bildröhre liegende Hochspannung ist nun nach Bild 5:

$$U_H = U_a + U_1 + U_B - U_k,$$

wobei U_k die Spannung der Katode der Bildröhre gegen Masse ist (bei hochliegender Katode, z. B. bei galvanischer Kopplung der Videoröhre mit der Bildröhre, beträgt U_k etwa 180 V). U_B ist die Batteriespannung von rund 180 V. Nimmt man $U_B = U_k$ an, so wird die Bildröhrenhochspannung angenähert:

$$U_H = U_a + U_1 = (1 + 9 \cdot ü) \cdot U_1.$$

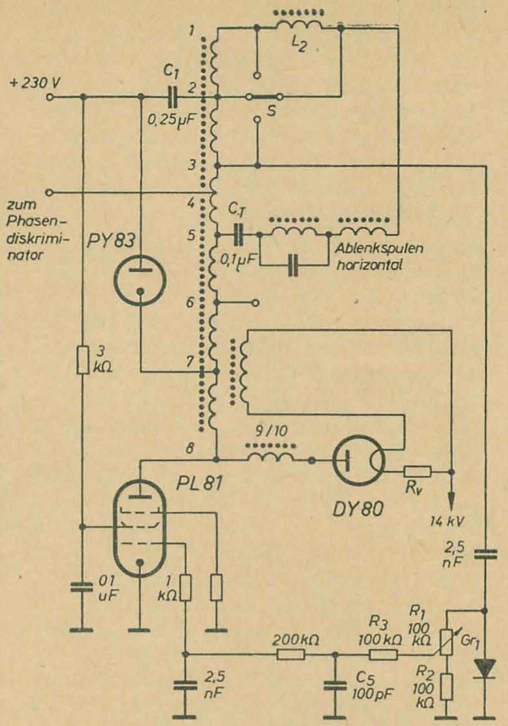


Bild 7: Schaltung des Horizontalausgangstransformators ZT 56/70 (Telefunken)

Für eine Boosterspannung $U_1 = 380$ V und ein Übersetzungsverhältnis $ü = 5$ erhält man beispielsweise für die Bildröhrenbeschleunigungsspannung:

$$U_H = (1 + 9 \cdot 5) \cdot 380 = 46 \cdot 380 \approx 17 \text{ kV}.$$

Bei der praktischen Ausführung des Horizontalausgangstransformators (Bild 7) entspricht dem Punkt A im Bild 5 der Abgriff 3, die Teilwicklung 1 dem Spulenteil zwischen Abgriff 3 und 8, die Teilwicklung 2 dem Spulenteil zwischen den Punkten 8 und 9/10. Die Ablenkspulen sind nicht unmittelbar zwischen Punkt A und der Katode der PY 83 geschaltet, sondern liegen zwischen den Abgriffen 3 und 5 des Transformators (bei unterer Schaltstellung von S). Damit wird die Spannungsbeanspruchung der Ablenkspulen herabgesetzt und der Anteil der Eigenkapazität der Ablenkspulen an der resultierenden Kapazität C_0 (Bild 5) vermindert.

Über den Ferritkern des als Spartransformator ausgeführten Übertragers ist ein Wickelkörper aus Preßstoff geschoben, auf dem sich die Wicklungen befinden. Durch besondere Maßnahmen — zusätzliche Dämpfungswicklung — ist die Gefahr des Auftretens von Partialschwingungen weitgehend vermieden. Von den zehn Anschlüssen sind 1 bis 3 und 5 für den Anschluß der Ablenkspule vorgesehen. Je nach Höhe der geforderten Ablenkamplitude kann mittels des Schalters die Spannung zwischen den Abgriffen 1 bis 3 geändert werden. Die Anode der Horizontalendröhre wird an den Punkt 8 angeschlossen und die Hochspannungsdiode (Anode) an Punkt 10. Die Wicklungen des Transformators sind durch Tränkung im Vakuum gegen Lufteinflüsse und das Eindringen von Feuchtigkeit geschützt. Die Fassung der Hochspannungsdiode DY 80 ist mit Gießharz vergossen. Damit wird ein hoher Isolationswert auch bei feuchter Luft und bei Temperaturschwankungen erreicht.

Graetz verwendet im Prinzip einen ähnlichen Horizontalausgangstransformator (Bild 8), der allerdings nicht in Sparschaltung, sondern als Isoliertransformator ausgeführt ist. Die auswechselbare Hochspannungsdiode EY 86 ist auf einem koronasicheren Sockel aus Lupolen montiert und ist mit einer zweckmäßig geformten Anodenkappe aus dem gleichen Material angeschlossen. Der positive Rücklaufimpuls, der zur Erzeugung der getasteten Regelung notwendig ist, wird von einer besonderen Hilfswicklung (Wicklung 6) abgenommen. Diese Maßnahme verhindert, daß bei einem möglichen Durchschlagen des 250-pF-Kondensators die volle Boosterspannung an die Anode der Taströhre EF 80 gelangt und diese sowie die geregelten Röhren des ZF-Verstärkers gefährdet. Der Transformator arbeitet auch bei stark abweichenden Horizontalfrequenzen (im Gegensatz zu Schaltungen mit RC-Gliedern) einwandfrei.

Gelegentlich beobachtet man Bildstörungen in Form von mehr oder minder breiten senkrechten schwarzen Strichen. Diese Störungen treten besonders bei schwachem Empfangssignal auf, wenn also der Empfänger mit maximaler Verstärkung arbeitet. Sie rühren von Schwin-

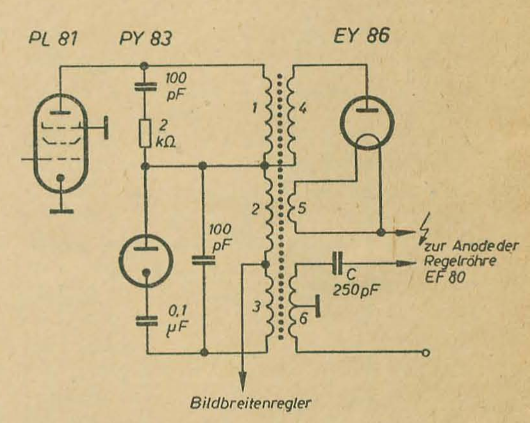


Bild 8: Horizontalausgangstransformator (Graetz „Kornett“)

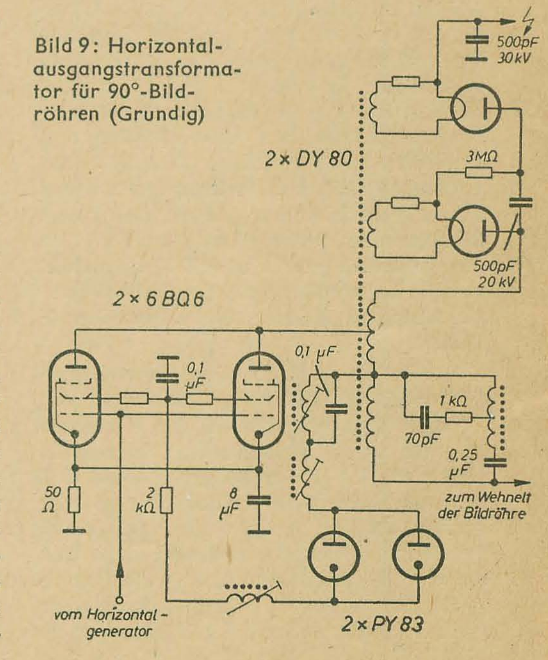


Bild 9: Horizontalausgangstransformator für 90°-Bildröhren (Grundig)

gungen in der Horizontalendröhre her und können sich vor allem dann erregen, wenn die Anodenspannung erheblich niedriger als die Schirmgitterspannung wird (Stromübernahme) und die in Richtung auf die Anode fliegenden Elektronen teilweise umkehren und auf das Schirmgitter zurückfliegen. Bei niedriger Anodenspannung fließt dann ein Teil des Katodenstromes zum Schirmgitter. Häufig fliegen die Elektronen auch durch das Schirmgitter hindurch und pendeln mehrmals zwischen diesem und der Anode hin und her. Diese umkehrenden Elektronen können Störschwingungen verschiedenster Form und Frequenz ausführen (z. B. Barkhausen-Kurz-Schwingungen). Solche Störschwingungen sind im Frequenzgebiet von 20 bis 1000 MHz beobachtet worden. Abhilfe wird durch eine zusätzliche Schaltungsmaßnahme geschaffen. Am Abgriff 3 des Transformators (Bild 7) wird eine Teilspannung abgenommen und durch Gr_1 gleichgerichtet. An R_1 und R_2 liegt dann eine negative Spannung, die über das Siebglied R_3, C_5 dem Steuergitter der Horizontalendröhre PL 81 zugeführt wird. Mit R_1 kann der Arbeitspunkt der PL 81 eingestellt und damit der Einfluß der Röhrenstreuungen auf die Horizontalamplitude ausgeglichen werden. Damit erreicht man, daß die Pentode PL 81 zwar dicht am Stromübernahmegebiet arbeitet, aber nicht mehr in dieses hineingesteuert werden kann.

Eine wesentlich neue Technik in der Horizontalablenkung hat sich seit Verwendung der Weitwinkel-Bildröhre als unumgänglich notwendig erwiesen. Bild 9 gibt die von Grundig in seinem ersten FS-Empfänger für 90°-Bildröhren (Typ 950) angewandte Schaltung der Horizontalablenkung wieder. Es sind hier zwei Gleichrichterröhren DY 80 als Spannungsverdoppler geschaltet, um die erforderliche Anodenspannung von 20 kV zu erzeugen. Der Transformator besitzt einen Ferritkern, bei dem unterhalb der Primärspule die Zusatzspule zur Abnahme des Phasenvergleichsimpulses liegt. Auf dem oberen Schenkel befindet sich die in Isoliermasse eingegossene Hochspannungswicklung mit den Anschlüssen für die beiden DY 80. Zwei Hilfsspulen außerhalb des eigentlichen Transformators sind mit einstellbaren Ferritkernen versehen und dienen zur Regelung der Horizontalamplitude und -linearität. Die Spule des Horizontalreglers wirkt als Nebenschluß zu einem Teil der Primärwicklung. Eine weitere Hilfsspule wirkt als Stabilisierungsspule und verhindert bei richtigem Abgleich des Ferritkerns die erwähnten Schwingneigungen der Horizontalendröhren (2 × 6 BQ 6).

Die von Nordmende gewählte Anordnung der Horizontalablenkeinheit zeigt Bild 10. Als Horizontalendröhre dient hier die PL 36. Sie liefert in Zusammenschaltung mit dem Transformator die notwendigen hohen Ablenkströme an die Ablenkspulen. Interessant ist besonders die für die Regelung der Zeilenlinearität getroffene Anordnung: Der die Korrekturspannung liefernde Schwingungskreis bildet hier einen Teil des Ablenkstromkreises und wird aus einer besonderen Wicklung

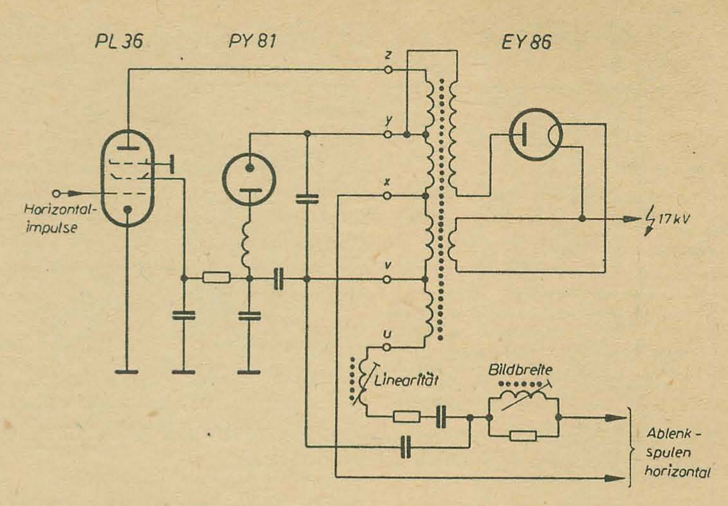


Bild 10: Horizontalablenkung für 90°-Röhren (Nordmende „Diplomat")

(v-u) des Transformators angestoßen. Dabei erhält man einen sehr kräftigen Korrekturstrom, der nach beiden Seiten eine gute Regelmöglichkeit für die Zeilenlinearität ergibt.

Es erscheint zweckmäßig, an dieser Stelle noch einmal kurz auf den mehr und mehr in Anwendung kommenden Sinusoszillator als Generator für die Horizontalablenkung zurückzukommen. Der Sinusgenerator, der beispielsweise mit der ECH 81 (gelegentlich auch PCF 80) bestückt ist, ändert seine Frequenz nicht, wenn der steuernde Sägezahn eine Belastung durch den Gitterstrom der Endröhre erfährt oder sich die Anodenspannung ändert. Ein weiterer Vorzug ist, daß er mit Sicherheit eine Sperrspannung von — 140 V beim Auftreten der maximalen positiven Spannungsspitze an der Anode der Horizontalendröhre abgibt. Damit ist dieser Steuergenerator sowohl für die PL 81 als auch PL 36 gut geeignet. Es ist auch festzustellen, daß der Aufwand beim Aufbau eines Sinusoszillators mit der ECH 81 oder PCF 80 nicht größer ist als bei den bekannten Horizontalgeneratoren (Sperrschwinger und Multivibrator). Die Röhre ECH 81 eignet sich deshalb besonders günstig, weil sie als Mischröhre einen Aufbau besitzt, der unempfindlich gegen akustische Einflüsse ist. Eine Rückwirkung des eingebauten Lautsprechers auf die Schwungradsynchronisierung ist somit kaum zu befürchten. Die Gitter 1, 2 und 4 des Heptodensystems sind als Oszillator geschaltet (Bild 11), wobei der Schwingkreis im Gitterkreis liegt. Die Gitter 2 und 4 wirken als Anode des Oszillators. Der Schwingungskreis ist exakt auf die Horizontalfrequenz abgestimmt. Das optimale Übersetzungsverhältnis von der Anodenwicklung zur Gitterwicklung ist 1,4 : 2. Die Verstimmung des Oszillators erfolgt mit Hilfe des Anodenstroms des Heptodensystems, dessen Größe durch die Vorspannung des Gitters 3 beeinflußt wird. Der Steuersägezahn für die Horizontalendstufe wird mit dem Triodensystem der ECH 81 erzeugt. Dem Steuergitter dieses Systems wird über C_2 eine Sinusspannung von 100 V_{ss} zugeführt. Während des positiven Maximums der Sinusspannung führt die Triode Strom und erzeugt mit R_5, R_6, R_7 und C_4 einen Steuersägezahn, der über einen Koppelkondensator dem Steuergitter der Endröhre zugeführt wird.

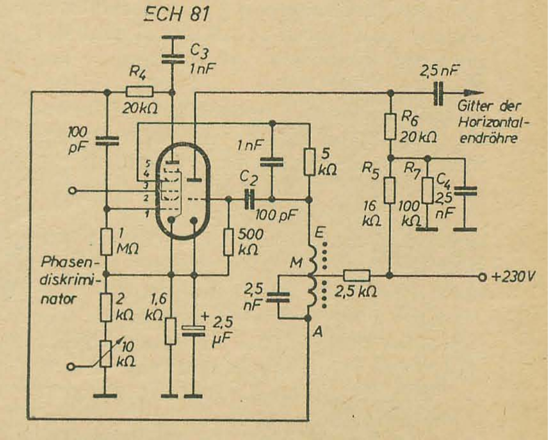


Bild 11: Sinusoszillator als Horizontalgenerator (Telefunken)

Die Vertikalkippeinrichtungen im Fernsehempfänger sind wegen der niedrigen Bildkippfrequenz (50 Hz) wesentlich einfacher aufgebaut als diejenigen für die Horizontalablenkung. Ähnlich wie diese besteht die Vertikalkippeinrichtung aus dem Kippspannungsgenerator (gewöhnlich einem Sperrschwinger) und der Endstufe, die den zeitlinear ansteigenden Strom für die Ablenkspulen liefert. Wegen der niedrigen Frequenz und der kleinen Selbstinduktion der Vertikalspulen ist die an den Spulen entstehende induktive Spannung gegenüber dem ohmschen Spannungsabfall vernachlässigbar klein. Die Anpassung der Endstufe erfolgt ebenfalls über einen Transformator, wobei aber als Anpassungswiderstand nur der ohmsche Widerstand der Ablenkspulen berücksichtigt wird.

Die von fast allen Firmen weitgehend standardisierte Vertikalablenkschaltung für 70°-Ablenkung mußte den neuen Bedingungen für 90°-Ablenkung angepaßt werden. Die von der Röhrenindustrie für die größere Leistung in der Vertikalrichtung entwickelte Verbundröhre PCL 82 wird auch von den meisten Firmen für diese Zwecke eingesetzt (Bild 12). Nordmende verwendet die PCL 82 auch bei den Geräten mit 70°-Ablenkung. Das hat den besonderen Vorteil, daß man sowohl für 70°- als auch für 90°-Ablenkung die gleiche Vertikalkippeinrichtung verwenden kann, wobei allerdings R_{707} anders dimensioniert wird.

Ein weiterer Unterschied ergibt sich in der Ausführung der Sekundärwick-

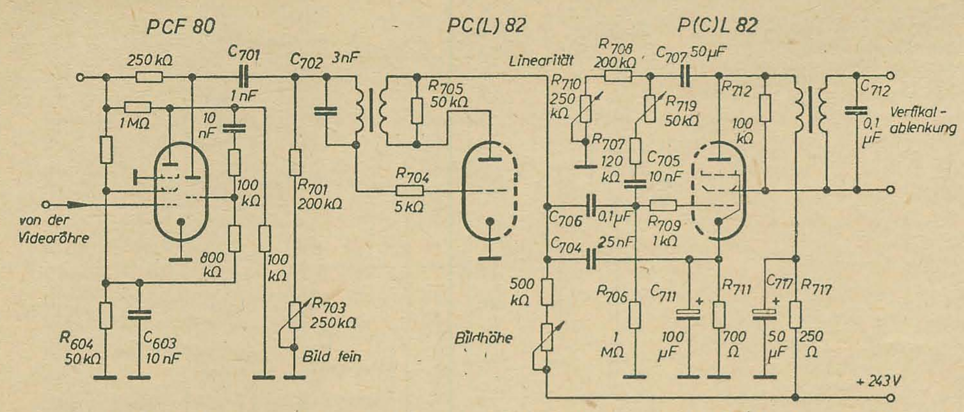


Bild 12: Schaltung der Vertikalkippeinrichtung für 90°-Bildröhren; für 70°-Ablenkung verkleinert sich der Widerstand R_{707} auf 50 kΩ (Nordmende)

lung des Vertikalausgangstransformators; wegen der höheren Induktivität und des größeren ohmschen Widerstandes der Vertikalablenkspulen muß das Übersetzungsverhältnis anders gewählt werden. Die etwas höhere Induktivität der Vertikalablenkspulen für 90°-Ablenkung hat zur Folge, daß der Rückschlagimpuls höhere Werte annimmt. In der neuen Schaltung muß deshalb die Gegenkopplung kleiner gewählt werden, da sonst die obersten Zeilen auseinandergezogen erscheinen würden. Die genaue Einstellung der Zeilen erfolgt durch ein Potentiometer (R_{719}) im Gegenkopplungszweig. Es ist zur Vermeidung langer Leitungen direkt in die Schaltung eingebaut und fest eingestellt; eine Korrektur der Anfangslinearität ist auch nach einem Röhrenwechsel nicht erforderlich.

Die Schaltung der Sperrschwingerstufe ist für 70°- und 90°-Ablenkung völlig gleich. Der Synchronisierimpuls für das Vertikalkippgerät, der vom Aplitudensieb geliefert wird, ist im Gegensatz zu früheren Schaltungen nicht mehr vollständig integriert. Er enthält also noch merkbare Anteile der Horizontalimpulse. Da sich aber der Vertikalimpuls weit über den Pegel der Horizontalimpulse heraushebt, erfolgt keinerlei Störung des Zeilensprunges; durch die große Steilheit der Impulse wird vielmehr ein sehr stabiler Zeilensprung über einen weiten Bereich erzielt. Der Sperrschwingertrafo ist durch eine verhältnismäßig große Kapazität (C_{702}) zu einem echten Resonanzkreis gemacht worden, der aber durch den Widerstand R_{705} bedämpft wird. Die Schwingung läßt sich auf diese Weise mit wenig Energie zu großen Amplituden anstoßen. Der Spitzenstrom in der PC(L) 82 übersteigt dabei nicht den Wert von 30 mA, das ist 25% der zulässigen Maximalbelastung. Auch bei stark abgenutzter Röhre und niedriger Netzspannung ist daher kaum eine Frequenzänderung oder gar ein Außertrittfallen der Schaltung zu befürchten. Der Ladekondensator auf der Anodenseite des Sperrschwingers (C_{704}) liegt nicht an Masse, sondern auf dem Potential der Katode der Endstufe. An ihm entsteht eine leicht parabolische Spannungskurve, die sich zu dem exponentiell verlaufenden Sägezahn des Sperrschwingers hinzuaddiert und damit im Endeffekt einen absolut linearen Spannungsanstieg ergibt.

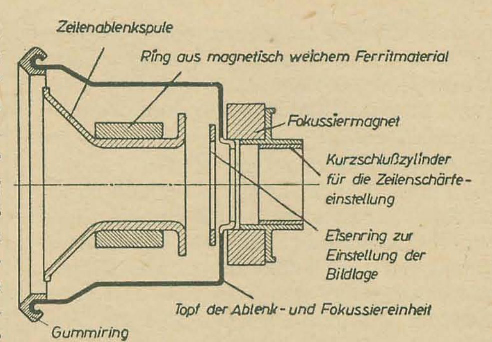


Bild 13: Schnittzeichnung durch die Fokussierspulen und die Horizontalablenkspulen (Blaupunkt)

Die Röhre PCL 82 ist für den Betrieb mit 200 bis 250 V Anodenspannung konstruiert. Eine Versorgung des Vertikalkippgerätes aus der Boosterspannung (etwa 450 bis 500 V) ist deshalb unnötig. Sowohl der Sperrschwinger als auch die Endstufe werden aus der normalen Betriebsspannung von 243 V gespeist. Für die Endstufe ist die Spannung noch besonders gesiebt (R_{717}, C_{717}), um Brummbeeinflussung zu vermeiden und auch umgekehrt eine Rückwirkung der Vertikalablenkung auf die Versorgungsspannung zu unterdrücken.

Die Fokussierung erfolgt gewöhnlich durch permanentmagnetische Beeinflussung. In der von Telefunken entwickelten Fokussiereinrichtung werden Oxydmagnete verwendet, wobei die Einstellung durch einen Nebenschlußring aus Weicheisen erfolgt. Der Nebenschlußring ist mittels einer Spindel in einem Führungsrohr aus Preßmasse verschiebbar. Hierdurch ist es möglich, eine große Punktschärfe auch bei hohen Strahlströmen zu erreichen, da die Linsenfehler besonders klein sind. Dabei ist die Fokussierung weitgehend unabhängig von der Hochspannung, so daß ihre Änderung, hervorgerufen durch Schwankungen der Netzspannung von ±10%, bei richtiger Grundeinstellung der Fokussierung belanglos ist. Der Spannungsbereich, in dem Fokussierung möglich ist, erstreckt sich von 8 bis 17,5 kV.

Die Bildzentrierung erfolgt bei Telefunken durch einen einstellbaren Weicheisenschieber, der mittels einer Stellschraube gegen Veränderungen seiner Lage gesichert ist. Die gesamte Ablenk- und Fokussiereinheit ist um ihre Achse drehbar, so daß die richtige Bildlage leicht eingestellt werden kann. Um Störstrahlungen durch Austreten der Horizontalfrequenz und ihrer Harmonischen zu verhindern, sind die Ablenkspulen in einem Abschirmtopf aus Aluminium untergebracht. Aus diesem Grunde sind auch sämtliche zur Ablenkeinheit führenden Leitungen in einem gemeinsamen Abschirmschlauch geführt.

Die Schnittzeichnung (Bild 13) läßt die Fokussiereinrichtung und die Lage der Horizontalablenkspulen in der von Blaupunkt getroffenen Anordnung erkennen. Die mit hohen Flanschen gewickelten Horizontalablenkspulen weisen einen Querschnittsverlauf nach einer sorgfältig ermittelten Kosinusfunktion auf. Dieser Verlauf bedingt zusammen mit den Flanschen die Geringfügigkeit der Fokussierfehler in den Randzonen des Bildes. Das Fokussiersystem ist hier als Einringsystem ausgebildet. Der Kurzschlußzylinder, der zur Einstellung der Zeilenschärfe dient, gleitet vom Magnetfeld nach innen gezogen auf zwei schrägen Flächen; eine Arretierungsschraube hält ihn in seiner Lage fest. Das vollständige System liegt mit seinem Gummirand am Röhrenkolben an und wird hinten durch einen Gummiring zentrisch auf dem Röhrenhals gehalten.

Nach Informationen der Firmen Pye, Saba, Telefunken, Graetz, Grundig, Blaupunkt und Nordmende

Auswirkung der Regelung der Kaskodestufe auf den Eingangswiderstand der Schaltung

Ähnlich wie im Rundfunkempfänger wird auch im Fernsehgerät die Verstärkung automatisch geregelt, um Feldstärkeschwankungen auszugleichen; die beiden ersten ZF-Stufen unverzögert und die Kaskodestufe verzögert. Es ist nun interessant, die Auswirkungen der Regelung der Kaskodestufe auf den Eingangswiderstand der Schaltung zu untersuchen. Ändert sich nämlich unter dem Einfluß der Regelspannung der Eingangswiderstand, so entsteht eine Fehlanpassung zwischen Antenne und Empfänger, es entstehen Reflexionen am Eingang, und das Empfangssignal wird geschwächt.

Beim Regeln der Kaskodestufe ändern sich der Eingangswiderstand r_e, die Eingangskapazität c_e und der Innenwiderstand R_i der Röhrensysteme. Da im FS-Band III die Röhreneingangswiderstände in der Größenordnung der hier in Betracht kommenden Kreiswiderstände liegen, ergibt sich bei der Regelung der HF-Vorstufe eine merkliche Verzerrung der HF-Durchlaßkurve und eine Störung der Antennenanpassung. Im Bild 1 sind die Werte r_e, c_e und S eines Systems der Doppeltriode PCC 84 als Funktion des Anodenstroms I_a aufgetragen. Die Auswirkung der Innenwiderstandsänderung auf das Verhalten des Tuners ist bedeutungslos. Andererseits muß aber bei der Betrachtung der Durchlaßkurve berücksichtigt werden, daß sich bei der Regelung der Kaskodestufe neben den r_e- und c_e-Werten der Katodenbasisstufe (erstes System der PCC 84) auch diejenigen der Gitterbasisstufe ändern.

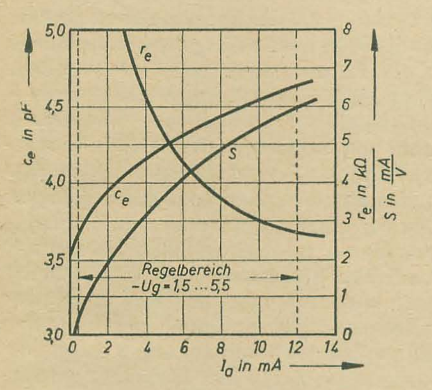


Bild 1: Eingangswiderstand r_e, Eingangskapazität c_e und Steilheit S eines Systems der PCC 84 als Funktion des Anodenstroms I_a (in der Schaltung gemessen, Anode geerdet; beide Katodenzuführungen miteinander verbunden)

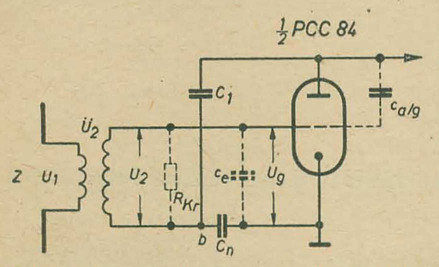


Bild 2: Eingangsschaltung der Kaskodestufe mit der PCC 84

Bild 2 zeigt die übliche Schaltung einer neutralisierten Kaskodestufe. Durch den Abgleich der aus den Kapazitäten $c_{a/g}$, c_e, C_1 und C_n gebildeten Brücke wird erreicht, daß sich Änderungen an der Anodenseite des ersten Systems der PCC 84 in dieser Schaltung nicht auf den Eingang des Tuners auswirken und der Eingang völlig symmetrisch ausgelegt werden kann. Die Aufschaukelung von der Antenne bis zum Eingangskreis ist

$$ü_2 = \sqrt{\frac{R_{res}}{Z}}, \qquad (1)$$

wobei in R_{res} auch die Dämpfung durch den mit dem Quadrat des Anzapfungsverhältnisses $t = \frac{U_g}{U_2}$ transformierten Röhreneingangswiderstand r_e enthalten ist; Z ist im allgemeinen 300 Ω. Es gilt somit:

$$R_{res} = \frac{R_{kr} \cdot \frac{r_e}{t^2}}{R_{kr} + \frac{r_e}{t^2}} \qquad (2)$$

(R_{kr} = Kreiswiderstand ohne Belastung durch die Röhre). Wählt man mit Rücksicht auf Symmetrie der Eingangsschaltung

$$t = \frac{C_n}{c_e + C_n} = \frac{10}{10 + 10} = 0{,}5 \qquad (3)$$

und wird für R_{kr} der für das FS-Band III zutreffende Wert R_{kr} = 10 kΩ sowie für Z = 300 Ω eingesetzt, so ergibt Gleichung (2) mit r_e = 5 kΩ für die PCC 84 bei 200 MHz:

$$R_{res} = \frac{10 \cdot \frac{5}{0{,}25}}{10 + \frac{5}{0{,}25}} = 6{,}7 \text{ k}\Omega.$$

Damit ist nach Gleichung (1) die Antennenaufschaukelung:

$$ü_2 = \sqrt{\frac{6700}{300}} = 4{,}7.$$

Ist nun $c_e = c_{g/k} + C_{sch}$ (Gitter-Katodenkapazität + Schaltkapazität) bekannt, läßt sich aus Gleichung (3) die erforderliche Neutralisierungskapazität C_n berechnen.

$$C_n = \frac{t}{1 - t} \cdot c_e = c_e \quad (\text{für } t = 0{,}5).$$

Im Bild 3 ist die aus vier Kapazitäten bestehende Brücke herausgezeichnet. Aus der Bedingung für Nullabgleich des Brückenzweiges b — g,

$$\frac{c_{ag}}{C_1} = \frac{c_e}{C_n} = \frac{1 - t}{t} \qquad (4)$$

und $c_{a/g}$ = 1,2 pF für ein System der PCC 84 läßt sich C_1 berechnen.

$$C_1 = \frac{t}{1 - t} \cdot c_{a/g} = c_{a/g} = 1{,}2 \text{ pF}$$
$$(\text{für } t = 0{,}5).$$

Je größer t gewählt wird, um so größer ist die Aufschaukelung von der Antenne zum Gitterkreis der KB-Stufe der PCC 84, jedoch wird der Kreiswiderstand R_{kr} durch den fester angekoppelten Röhreneingangswiderstand r_e/t^2 erniedrigt und damit die Bandbreite vergrößert. Die optimale Verstärkung erhält man, wenn die Bedämpfung des Kreises durch den transformierten Röhreneingangswiderstand so groß wird, daß gerade die geforderte Bandbreite erreicht wird. Für diese optimale Verstärkung gilt:

$$R_{kr} = \frac{1}{2\pi \cdot B \cdot C}. \qquad (5)$$

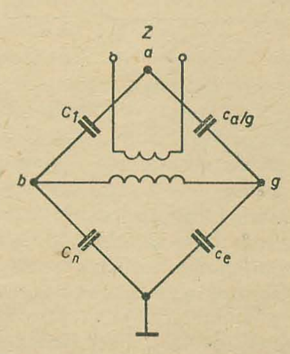


Bild 3: Eingangsbrückenschaltung der Kaskodestufe nach Bild 2

Setzt man für die Kreiskapazität C = 8 pF ein und soll die Bandbreite des Kreises bei abgeschalteter Antenne B = 4,5 MHz betragen (bei angeschlossener Antenne und Leistungsanpassung wird die Bandbreite etwa doppelt so groß), so erhält man für den Kreiswiderstand

$$R_{kr} = \frac{1}{2\pi \cdot 4{,}5 \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 10^{-12}} = 4400 \ \Omega.$$

In diesem Fall ist die Antennenaufschaukelung

$$ü_2' = \sqrt{\frac{R_{kr}}{Z}} = \sqrt{\frac{4400}{300}} = 3{,}8.$$

Nun läßt sich aus Gleichung (2) t berechnen.

$$t = \sqrt{r_e \frac{R_{kr} - R_{res}}{R_{kr} \cdot R_{res}}} = \sqrt{5 \cdot \frac{10 - 6{,}7}{10 \cdot 6{,}7}} = 0{,}5.$$

Damit wird $C_1 = c_{a/g}$ = 1,2 pF. Die Spannungsübertragung von der Antenne zum Gitter der KB-Stufe wird unter der Bedingung der Symmetrierung der Eingangsspannung am Gitter:

$$ü_2'' = ü_2 \cdot t = 4{,}7 \cdot 0{,}5 = 2{,}35,$$

die in diesem Fall auch gleich der Spannungsübertragung für optimale Verstärkung ist.

Die automatische Verstärkungsregelung beeinflußt die Vorspannung und damit den Anodenstrom des ersten Systems der PCC 84 (wegen der gleichstrommäßigen

Serienschaltung beider Triodensysteme ändert sich bei der Regelung auch der Anodenstrom des zweiten Systems). Wie man Bild 1 entnimmt, ergibt sich mit der Anodenstromänderung auch die gewollte starke Änderung der Steilheit; nicht beabsichtigt dagegen ist die Änderung des Eingangswiderstandes und der Eingangspapazität. Tabelle 1 zeigt die Änderungen der angegebenen Werte in Abhängigkeit von der Vorspannungsänderung um 4 V (von —5,5 bis —1,5 V).

Tabelle 1

$-U_g$	5,5 V	1,5 V
I_a	0,5 mA	12 mA
S	0,5 mA/V	6 mA/V
r_e	110 kΩ	2,75 kΩ
c_e	3,7 pF	4,62 pF

Besonders auffällig ist die Änderung des Röhreneingangswiderstandes $\Delta r_e = 107{,}25$ kΩ, während die Änderung der Eingangskapazität nur $\Delta c_e = 0{,}92$ pF beträgt. Die Änderung von r_e bedingt eine Fehlanpassung des Empfängers an das Antennenkabel, die Änderung von c_e eine Verstimmung des Eingangskreises. Die maximal mögliche Verstimmung hängt von der Gesamtkapazität des Kreises ab, sie ist um so kleiner, je größer das Gesamt-C ist (Kapazitäten der Brückenzweige und Schaltkapazitäten). Die Verstimmung berechnet sich aus

$$\Delta f = f_2 - f_1 = f_1 \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} - 1\right). \quad (6)$$

Wird hierin die Gesamtkapazität $C_1 = 8$ pF eingesetzt, dann ergibt sich bei einer Kapazitätsänderung $\Delta c_e \approx 1$ pF durch $t = 0{,}5$ eine tatsächliche Kapazitätsänderung von $\Delta c_e \cdot t^2 = 1 \cdot 0{,}25 = 0{,}25$ pF. Daraus folgt aus Gleichung (6) die Frequenzänderung für $f_1 = 200$ MHz:

$$\Delta f = 200 \left(\sqrt{\frac{8 + 0{,}25}{8}} - 1\right) = 3{,}2 \text{ MHz}.$$

Das entspricht einer Verstimmung um $\frac{3{,}2 \cdot 100}{200} = 1{,}6\,\%$.

Die in der Tabelle 1 angenommene Änderung der Regelspannung entspricht etwa den üblichen Verhältnissen. Wie der Tabelle weiter zu entnehmen ist, beträgt dann die Steilheitsänderung $\Delta S = 5{,}5$ mA/V. Die Verminderung der Verstärkung verläuft nicht linear mit der Steilheitsverringerung, da eine größere Aufschaukelung der Eingangsspannung und eine geringere Bedämpfung des Zwischenkreises (Koppelkreis zwischen KB- und GB-Stufe) der PCC 84 der Verstärkungsabnahme entgegenwirken.

Die sich aus der Änderung des Eingangswiderstandes Δr_e ergebende Fehlanpassung läßt sich mit einigen unbedeutenden Vernachlässigungen (z. B. nur Berücksichtigung der reellen und Nichtberücksichtigung der imaginären Widerstandsanteile) leicht berechnen. Die Fehlanpassung wird gewöhnlich durch das Stehwellenverhältnis m auf der Antennenleitung ausgedrückt. Der Wert m ist durch das Verhältnis der größten zur kleinsten Spannung definiert,

$$m = \frac{U_{max}}{U_{min}}, \quad (7)$$

das aber auch gleich dem Verhältnis von Abschluß- und Wellenwiderstand ist.

$$m = \frac{R_2}{Z} \quad \text{für } R_2 > Z \quad \text{bzw.}$$
$$m = \frac{Z}{R_1} \quad \text{für } R_1 < Z. \quad (8)$$

Die beiden Abschlußwiderstände R_1 und R_2, die das gleiche Stehwellenverhältnis m auf der Leitung verursachen, sind dabei durch die Beziehung

$$Z^2 = R_1 \cdot R_2 \quad \text{bzw.} \quad Z = \sqrt{R_1 \cdot R_2} \quad (8a)$$

mit dem Wellenwiderstand Z verbunden. Der Eingangswiderstand der Schaltung im Bild 2 ist

$$R_e = \frac{R_{kr}'}{ü^2}.$$

Aus dem Verhältnis dieses Widerstandes zum Wellenwiderstand Z läßt sich die Fehlanpassung am Empfängereingang m_e bestimmen.

$$m_e = \frac{R_e}{Z} = \frac{R_{kr}'}{ü^2 \cdot Z}. \quad (9)$$

Hierin bedeutet R_{kr}' den Kreiswiderstand bei Regelung (unter Berücksichtigung des veränderlichen Wertes von r_e'/t^2). Behält man die für $ü = 4{,}7$ und $t = 0{,}5$ gefundenen Werte bei, so ergeben sich aus der Tabelle 1 die Werte der Tabelle 2.

Tabelle 2

$-U_g$	5,5 V	1,5 V
r_e/t^2	440 kΩ	11 kΩ
R_{kr}'	9,8 kΩ	5,3 kΩ
$R_{kr}'/ü^2$	445 Ω	240 Ω
m_e	3,5 dB	—1,75 dB

$$\left(m_e = 20 \lg \frac{R_{kr}'}{300\, ü^2} \quad \text{in dB}\right)$$

Die Fehlanpassung liegt im hier gewählten Beispiel bei voller Regelung zwischen —1,75 dB (bei kleinen Eingangsspannungen) und + 3,5 dB (im heruntergeregelten Zustand bei hohen Eingangsspannungen). In der Praxis werden sich infolge Streuungen des Übersetzungsverhältnisses ü und wegen des nicht reellen Abschlusses durch die Änderung der Gitter-Anodenkapazität $c_{a/g}$ etwas größere Fehlanpassungen ergeben. Man kann die Fehlanpassung verringern, wenn man den Eingangskreis durch zusätzliche Bedämpfung mit einem Festwiderstand von 10 bis 20 kΩ gegen die Änderung des reellen Widerstandsanteils unempfindlicher macht. Das geht selbstverständlich auf Kosten der maximal erreichbaren Verstärkung; der Einfluß der Kapazitätsänderung bleibt dadurch unverändert, da das Stehwellenverhältnis auch allein mit veränderlichem Blindanteil des Abschlußwiderstandes wächst.

Nach einer Valvo-Information

Einige Phasenvergleichsschaltungen für die Horizontalsynchronisierung

Die direkte Auslösung der Horizontalablenkvorgänge im FS-Empfänger durch die vom Sender ausgestrahlten Zeilensynchronimpulse wird heute kaum noch angewandt. Diese Art der Synchronisierung hat den Nachteil, daß Zündfunken oder sonstige Störimpulse vorzeitige Ablenkungen und damit sehr unangenehme Bildstörungen bewirken können.

Im modernen FS-Empfänger läßt man das gesamte Ablenksystem als selbständigen, frequenzstabilen Generator (Rechteckerzeuger: Multivibrator oder Sperrschwinger, Sinuswellenerzeuger: Sinusgenerator mit ECH 81) ähnlich wie ein Schwungrad arbeiten. Hierbei reicht es aus, wenn in „größeren" Zeitabständen — groß gegenüber einer vollständigen Periode der im Empfänger erzeugten Horizontalkippschwingung — eine entsprechende Korrektur der Kippfrequenz vorgenommen wird. Die übliche Methode ist hierbei, vom Kippspannungserzeuger eine Teilspannung abzuzweigen und diese mit den vom Impulsabschneider kommenden Horizontalimpulsen zu vergleichen. Aus dem Phasenvergleich der beiden Impulsreihen gewinnt man eine Regelspannung, die dem Horizontalgenerator des Empfängers zugeführt wird und diesen im Falle einer Frequenzabweichung auf den Sollwert zurückführt. Der besondere Vorteil dieser Schaltungsart ist, daß die Horizontalablenkung des Empfängers von den aus der Antenne aufgenommenen Störungen weitgehend unabhängig ist. Bild 1 gibt das Prinzip der Phasenvergleichsmethode in Form eines Blockschaltbildes wieder. In der Phasenvergleichsschaltung lassen sich sowohl Röhrendioden als auch Germaniumdioden verwenden.

Solange die Synchronisation arbeitet, entspricht jeder Frequenzänderung Δf des Generators eine bestimmte Regelspannung für die Synchronisation. Da diese Regelspannung in der Phasenvergleichsstufe durch eine Phasendifferenz

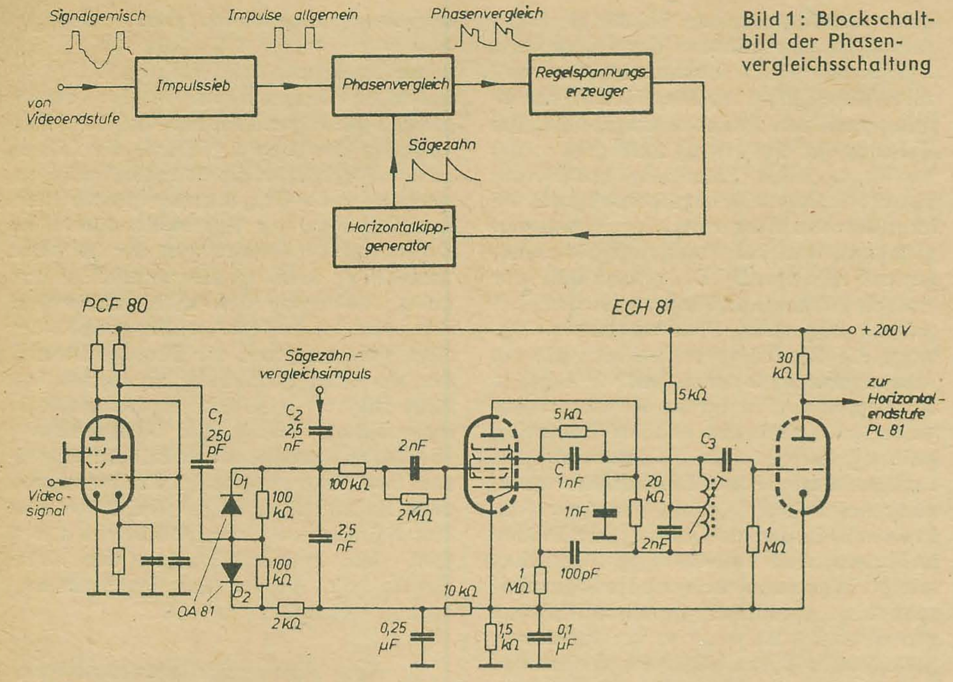


Bild 1: Blockschaltbild der Phasenvergleichsschaltung

Bild 2: Sinusgenerator und Phasenvergleich (Typ 2) bei Nordmende „Diplomat". Mit einem zum Siebkondensator 0,25 µF parallelliegenden 15-kΩ-Regelwiderstand (nicht gezeichnet) kann U_{g3} geändert werden

$\Delta\varphi$ zwischen der Phase der Horizontalimpulse und der Phase der Generatorspannung erzeugt wird, gibt es im Gleichgewichtsfall ein lineares Verhältnis von Δf und $\Delta\varphi$, wobei $\Delta\varphi$ nicht beliebig groß sein kann; es gibt somit Grenzen der Synchronisationsfähigkeit des Empfängers (Mitnahmebereich).

Die Aufgabe, eine vom Horizontalgenerator rückgeführte Spannung mit den Synchronimpulsen zu vergleichen und eine der Phase entsprechende Regelspannung herzustellen, kann prinzipiell auf zwei Wegen gelöst werden. Man kann z. B. die rückgeführte Generatorspannung während der Dauer jedes Synchronimpulses an die Phasenvergleichsschaltung in geeigneter Weise einkoppeln (Typ 1). Je nachdem, ob in dem Augenblick des Anschaltens die Generatorspannung einen kleineren oder größeren Wert hat als die am Kondensator der Vergleichseinrichtung liegende Spannung, fließt während eines Augenblicks ein Korrektur-Ladungsstrom ab oder zu, so daß die resultierende Regelspannung eine Funktion der Phase zwischen Synchronimpulsen und Generatorspannung wird.

Die andere Schaltungsmöglichkeit (Typ 2) besteht darin, daß die rückgeführte Generatorspannung ständig der Vergleichsschaltung aufgedrückt wird. Während der Dauer eines Synchronimpulses wird die Synchronspannung kurzzeitig kurzgeschlossen. Je nachdem, ob in den Augenblicken des Kurzschlusses die Generatorspannung gerade einen kleineren oder größeren Wert hat, ändert sich der am Kondensator der Vergleichsschaltung stehende Spannungspegel zu größeren oder kleineren Werten hin. Auch in dieser Schaltung ist die Regelspannung wiederum eine Funktion der Phase zwischen Synchronimpuls und Generatorspannung.

Bild 2 zeigt eine Schaltung nach der letztgenannten Methode. In den neuen FS-Empfängern ist der Zeilenmultivibrator durch einen Sinusschwinger ersetzt worden. Dadurch erzielt man eine geringere Spannungsabhängigkeit der Horizontalfrequenz und ist allgemein von Röhren- und Einzelteilstreuungen unabhängiger.

Im Gegensatz zu früheren Schaltungen nutzt man jetzt beide Systeme der Abschneideröhre PCF 80 zum Verstärken und Beschneiden des Impulsgemisches aus. Erst an der Anode des Triodensystems werden die Gleichlaufimpulse (vertikale und horizontale) voneinander getrennt. Der Vertikalimpuls wird über ein RC-Glied integriert und steuert den Vertikal-Sperrschwinger. Zusätzlich dient noch eine (im Bild 2 nicht gezeichnete) Röhrendiode als Abschneider für einfallende Störimpulse.

Der Horizontalimpuls wird über C_1 differenziert und der Phasenvergleichsstufe (D_1, D_2) zugeführt. Aus den beiden Dioden wird durch Vergleich des Horizontalimpulses mit dem über C_2 zugeführten Sägezahnimpuls (vom Horizontalausgangsübertrager abgenommen) bei Phasendifferenz zwischen Gleichlauf- und Vergleichsimpuls eine Regelspannung gewonnen, die das dritte Gitter der E(C)H 81 steuert. Das Hexodensystem ist als Sinusoszillator geschaltet. Der Schwingkreis liegt an g_1 und ist über die Rückkopplungswicklung der Spule mit g_2 und g_4 verbunden, die beide die Oszillatoranode bilden. Am Katodenwiderstand (1,5 kΩ) wird für g_3 eine Spannung von etwa —5,5 V abgegriffen. Die Oszillatorfrequenz (Sollwert 15625 Hz) kann durch Ändern dieser Vorspannung in gewissen Grenzen geregelt werden. Eine Änderung dieser Spannung beeinflußt nämlich die Höhe des Anodenstromes der Hexode. Die Anodenstromänderung wird über ein phasendrehendes Glied (R = 5 kΩ, C = 1nF) im Anodenkreis dem Sinusoszillator zugeführt und bewirkt die Frequenzänderung. Die im Sinusschwinger erzeugte Spannung von etwa 120 V_{ss} wird über den Kondensator C_3 (100 pF) der EC(H) 81 zugeführt. In diesem Röhrensystem wird die Sinusschwingung in einen rechteckigen Impuls verwandelt, der die Horizontalendröhre (PL 81) aussteuert.

Die von Philips in den diesjährigen Fernsehern benutzte Phasenvergleichsschaltung zeigt Bild 3. Auch hier besteht die Phasenvergleichstufe aus einer Brücke mit zwei Widerständen und zwei Ge-Dioden (Phasenvergleich Typ 1). An die Punkte 1 und 2 gelangen über die Katodynröhre PC(F) 80 vom Amplitudensieb gegenphasige und symmetrische Horizontalimpulse. Am Punkt 3 liegt die vom Ausgangsübertrager rückgeführte Vergleichsspannung; am Punkt 4 die erzeugte, aber noch nicht gesiebte Regelspannung. Es ist zweckmäßig, die beiden Dioden (OA 81) zunächst als ideale Schalter zu betrachten. Solange sie sperren, ist das Potential am Punkt 4 völlig von dem am Punkt 3 getrennt. Sobald sie jedoch geöffnet sind, wird, je nachdem ob das Potential am Punkt 3 höher oder niedriger ist als das am Punkt 4, C_3 und C_4 eine Ladung zufließen oder fortfließen. Das Schalten erfolgt durch die Synchronimpulse. Die Vorderflanken der Rechteckimpulse öffnen über C_1 und C_2 die hier in Reihe geschalteten Dioden (Vergleich mit Bild 2: Gegeneinanderschaltung der Dioden!), die Rückflanken sperren sie wieder.

Die am Punkt 4 abgenommene Regelspannung wird gesiebt und dem Ablenkgenerator zur Steuerung auf den Frequenzsollwert zugeführt. Es ist zweckmäßig, den Arbeitspunkt der Anordnung — das ist der Punkt, an welchem Generatorfrequenz und Horizontal-Sollfrequenz übereinstimmen — etwa auf die Mitte der steilen Flanke des Sägezahns zu legen. Mit dieser Maßnahme wird die Regelcharakteristik symmetrisch und sehr steil (s. a. Bild 5). Unter Regelcharakteristik soll dabei der Zusammenhang zwischen Regelspannung U_R und Phasendifferenz verstanden werden.

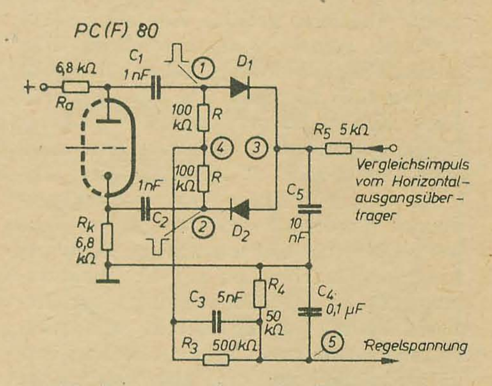


Bild 3: Prinzipschaltung des Phasenvergleichs Typ 1 (Philips)

Die Schaltung nach Bild 3 läßt sich noch in verschiedener Weise variieren. So kann zum Beispiel die Einspeisung der Synchronimpulse statt über eine Katodynröhre über einen Transformator erfolgen. Weiterhin kann man die Punkte 3 und 4 in ihren Funktionen vertauschen, und schließlich kann durch andere Impuls-

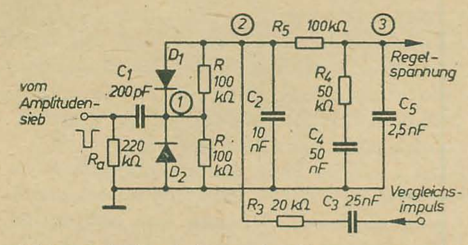


Bild 4: Prinzipschaltung des Phasenvergleichs Typ 2 (Philips)

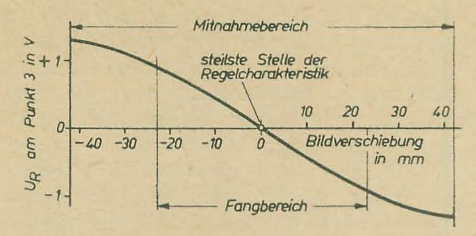


Bild 5: Regelspannung U_R als Funktion der Bildverschiebung (Phasendifferenz)

formungsglieder die Generatorspannung für die Regelung mit besonders steilen Flanken versehen werden.

Eine weitere Schaltung, bei der die Generatorspannung während der Dauer eines Synchronimpulses kurzgeschlossen wird zeigt Bild 4 (Typ 2). Die Generatorspannung wird am Punkt 2 eingespeist, der Synchronimpuls unsymmetrisch am Punkt 1. Diese Schaltung bedarf nur eines (beispielsweise negativen) Synchronimpulses zur Steuerung der Phasenvergleichsstufe. Bei Annahme idealer Schalter an Stelle von D_1, D_2 ergeben sich sehr einfache Zusammenhänge zwischen Regelspannung und Phasendifferenz. Solange die Dioden sperren, bleibt die am Ausgangspunkt 3 der Schaltung liegende Regelspannung in ihrem Mittelwert unverändert. Sind die Dioden kurzzeitig geöffnet, erfolgt ein Kurzschluß des Punktes 2 zur Masse. Die mittlere Spannung am Punkt 3 hängt dann von der Phase ab, in der die Öffnung der Dioden im Verlauf eines vollständigen Sägezahns erfolgt. Wenn zum Beispiel die Sägezahnspannung gegenüber ihrem Mittelwert gerade positiv ist, wird im Verlauf einiger periodischer Kurzschlüsse der Dioden das mittlere Potential am Regelspannungsausgang (Punkt 3) negativer, im Falle negativer Sägezahnspannung dagegen positiver.

Diese Schaltung zeigt sich im Fall vorhandener Unsymmetrie in den beiden Dioden günstiger. Während bei der Schaltung für den Typ 1 (Bild 3) die Dioden für den Synchronimpuls in Reihe liegen, und daher die Unsymmetrie proportional der Differenz der Sperrwiderstände ist, liegen für die Schaltungen der Bilder 2 und 4 (Typ 2) die Dioden parallel, so daß keine Einengung des Mitnahmebereichs eintreten kann. Die Abhängigkeit der Regelspannung von der Phasendifferenz, die als Bildverschiebung zu messen ist, zeigt Bild 5. Bei einer Schaltung, die in ihren Daten den im Bild 4 angegebenen Werten entspricht, wurde mit Störimpulsen mit einer Impulsfolgefrequenz von 2500 Hz und einer Impulsbreite von 1 μs erst bei einem Störverhältnis von 150% (also dem anderthalbfachen des Nutzsignals) die Grenze der Synchronisierbarkeit des Bildes erreicht.

Nach Firmenunterlagen der Firmen Nordmende und Philips

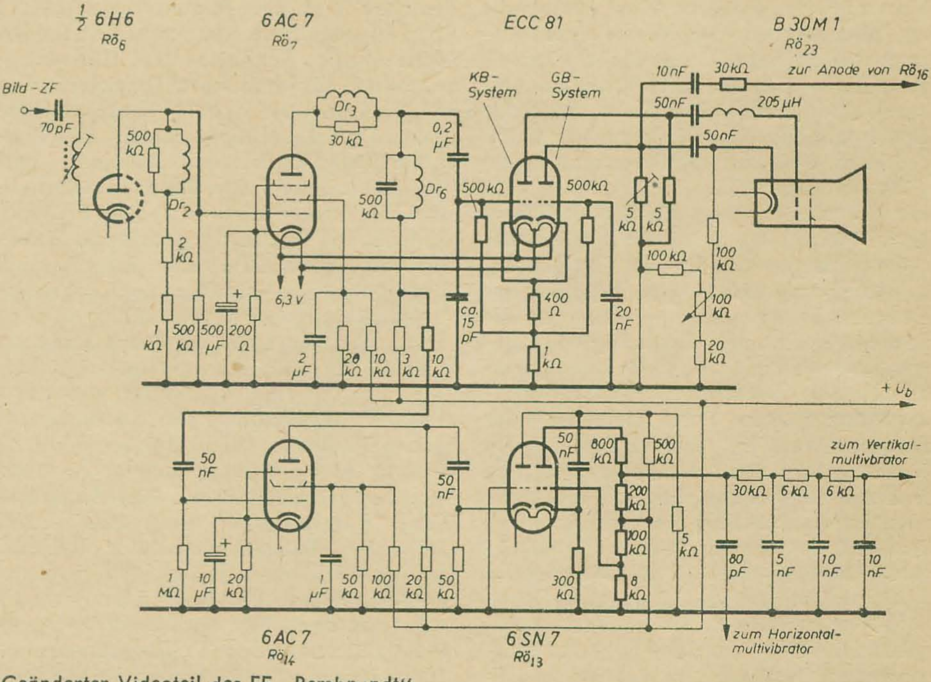
HORST WEBER

Kontraststeigerung beim FE „Rembrandt“

Wie die Erfahrung zeigt, bevorzugen die meisten Fernsehteilnehmer ein helles Bild. Um jedoch ein Bild großer Grundhelligkeit zu erhalten, muß der Empfänger über eine gewisse Kontrastreserve verfügen, besonders dann, wenn das Bild im nicht abgedunkelten Raum betrachtet werden soll. Da beim FE „Rembrandt“ diese Kontrastreserve nur bei größerer Eingangsspannung vorhanden ist, muß dann meist eine leistungsfähigere Antenne oder ein Antennenverstärker verwendet werden. Trotz der großen Vorteile, die eine mehrelementige Antenne besonders im Hinblick auf die Verbesserung des Signal-Störspannungs-Verhältnisses bietet, ist ihr Aufbau aus wirtschaftlichen oder anderen Gründen nicht immer möglich und deshalb oft auf solche Fälle beschränkt, in denen der Empfänger außerhalb des Versorgungsbereiches eines Senders betrieben werden soll.

Erzeugt der Empfänger bei der von der Antenne gelieferten Spannung ein rauschfreies und gut synchronisiertes aber als zu flau empfundenes Bild, dann läßt sich eine Kontraststeigerung z. B. durch die Erhöhung der Videoverstärkung erzielen. Beim FE „Rembrandt“ wurde hierzu eine Gegentaktverstärkerstufe (die sog. Procter-Schaltung) zusätzlich eingebaut. Dadurch wurde eine so beträchtliche Kontrastreserve erzielt, daß bei dem geringen Materialaufwand, den diese zusätzliche Stufe erfordert, der Einbau durchaus vertretbar erscheint und keine Fehlinvestition darstellt. Allerdings hat diese Erhöhung der Videoverstärkung auch einige Nachteile: So wird die Videobandbreite etwas geringer, der subjektive Bildeindruck verschlechtert sich dadurch jedoch kaum. Außerdem treten bei heruntergeregeltem Kontrast Verzerrungen der Schattengradation auf (die Schatten werden auseinandergezogen), weil dann die Richtdiode im gekrümmten Kennlinienteil arbeitet. Die Erfahrung zeigt allerdings, daß diese Verzerrung der Schattengradation kaum als nachteilig empfunden wird. Weiterhin kann es bei heruntergeregeltem Kontrast zum Ausfall der Synchronisierung kommen, da dann die den Impulsabtrennstufen zugeführte Spannung zu gering wird, so daß es zweckmäßig ist, die im Schaltbild angegebenen Schaltungsänderungen in den Impulsabtrennstufen vorzunehmen. Mit dieser Schaltung wird auch bei kleinem Kontrast eine stabile Synchronisation gewährleistet.

Die Wirkungsweise des Procter-Verstärkers wurde in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 2 (1956) hinreichend beschrieben, und es genügt daher, wenn hier einige Hinweise für den praktischen Aufbau und die Dimensionierung gegeben werden. Als Röhre wurde die ECC 81 verwendet,



Geänderter Videoteil des FE „Rembrandt“

es eignen sich aber auch andere moderne Doppeltrioden (z. B. ECC 85 oder ECC 91). Die Röhre wird auf einem 0,3 . . . 0,5 mm dicken Blechwinkel befestigt und zusammen mit den übrigen Schaltelementen unter dem Chassis angeordnet, wodurch sich die günstigste Leitungsführung ergibt und außerdem keine mechanischen Eingriffe in das Gerät nötig sind, da zur Befestigung des Blechwinkels eine der beiden Metalleisten benutzt wird, die mit je zwei Schrauben das Ablenksystem auf dem Chassis halten; diese beiden Schrauben werden gelöst, der Winkel unter die Leiste geschoben und anschließend die beiden Schrauben wieder festgezogen.

Die erforderlichen Änderungen der Originalschaltung sind aus dem Schaltbild zu ersehen. Der Kopplungskondensator 0,2 μF zwischen der Anode der Bilddiode (Rö 6) und dem Gitter von Rö 7 wird entfernt, weil das dem Amplidudensieb zugeführte Videosignal, das dem Anodenkreis von Rö 7 entnommen wird, die Gleichstromkomponente enthalten muß. Auch der Kopplungskondensator von 0,2 μF, der die Anode von Rö 7 mit der Bildröhrenkatode verbindet, wird herausgenommen. Die Verbindung zwischen dem aufgeteilten Richtwiderstand der Bilddiode (Rö 6) und dem Gitter des als Synchronverstärker arbeitenden Systems von Rö 13 muß gelöst und der Kondensator von 50 nF, der die Anode dieses Systems mit dem Gitter des Amplitudensiebes (Rö 14) verbindet, von der Anode abgelötet und über einen 10-kΩ-Widerstand mit dem 3-kΩ-Außenwiderstand von Rö 7 verbunden werden. Weiterhin muß der 10-nF-Kondensator, der zwischen dem Bildröhrengitter und der Sekundärwicklung des Vertikalausgangstransformators liegt, entfernt werden. Da durch das Fehlen dieses Kondensators die Vertikalrückläufe in Form mehrerer schrägliegender Zeilen im Bild sichtbar werden können, wird dieser Kondensator an die Anode des GB-Systems des Gegentaktverstärkers angelötet und über einen 30-kΩ-Widerstand an die Anode der Vertikalablenkstufe (Rö 16) geführt.

Zum Ausgleich der fehlenden Eingangskapazität der Bildröhre dient der zwischen dem Gitter des KB-Systems des Gegentaktverstärkers und Masse liegende kleine Kondensator von etwa 15 pF. Für die Bandbreite des Verstärkers ist die im Gitterweg der Bildröhre befindliche Induktivität von 205 μH, die mit den Röhrenkapazitäten einen Serienkreis bildet, bestimmend. Sie wird als einlagige Zylinderspule auf ein 35 mm langes Hartpapierrohr von 15 mm ∅ gewickelt und erhält 185 Windungen 0,15 ∅ CuL. Diese Induktivität wird freitragend in die Schaltung gelötet, wobei auf hinreichenden Abstand vom Chassis sowie anderen Schaltelementen zu achten ist. Als Außenwiderstand des GB-Systems dient ein kleines 5-kΩ-Schichtpotentiometer, das zweckmäßig mit auf dem Blechwinkel befestigt wird und es ermöglicht, KB- und GB-System auf gleiche Verstärkung einzustellen. Diese Einstellung nimmt man vor, wenn der Sender sein Testbild ausstrahlt, indem man mit einem Röhrenvoltmeter zuerst die Anodenwechselspannung des KB-Systems mißt und hierauf mit dem Potentiometer die gleiche Spannung an der Anode des GB-Systems einstellt.

Abschließend sei nochmals darauf hingewiesen, daß die Erhöhung der Videoverstärkung nicht mit einer Verbesserung der Empfindlichkeit gleichzusetzen und deshalb nur dann sinnvoll ist, wenn die Eingangsspannung ein rauschfreies Bild erzeugt.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 10:

a) $V_0 = \frac{S}{2\pi B \cdot 2C} \cdot \sqrt{2}$

$= \frac{6 \cdot 10^{-3}\ A/V}{6{,}28 \cdot 200 \cdot 10^{3}\ s^{-1} \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}\ As/V} \cdot 1{,}41$

$= \frac{84600}{2512} = 33{,}7$

b) Bandbreite $B = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q}$, daraus

$$Q = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{B} = 1{,}41 \cdot \frac{10{,}7 \cdot 10^{6}\ s^{-1}}{200 \cdot 10^{3}\ s^{-1}} = 76$$

Verstimmung $y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$

$= \frac{11{,}7}{10{,}7} - \frac{10{,}7}{11{,}7} = 0{,}176$

Normierte Verstimmung

$\Omega = y \cdot Q = 0{,}176 \cdot 76 = 13{,}4$

Trennschärfe $\sigma = \left[1 + \left(\frac{\Omega}{\sqrt{2}}\right)^4\right]^{-\frac{1}{2}}$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Omega}{\sqrt{2}}\right)^4}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{13{,}4^4}{4}}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{8061}} \approx \frac{1}{90}$$

c) Kopplung $K_{12} = k_{12} \cdot Q = 1$; Kopplungsfaktor $k_{12} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{76} \approx 1{,}32\,\%$.

Der Resonanzwiderstand R jedes Kreises muß sein:

$$R = \frac{Q}{\omega_0 C} = \frac{Q}{2\pi f_0 C}$$

$$= \frac{76}{6{,}28 \cdot 10{,}7 \cdot 10^{6}\ s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-12}\ s/\Omega}$$

$= 11{,}3\ k\Omega$

Da die Grunddämpfung d_K jedes Kreises aber 1 % beträgt, ergibt sich für jeden Kreis ein Resonanzwiderstand

$$R_K = \frac{1}{\omega_0 C d_K} = \frac{1}{2\pi f_0 C d_K}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 10{,}7 \cdot 10^{6}\ s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-12}\ s/\Omega \cdot 10^{-2}}$$

$$= \frac{10^7}{672}\ \Omega = 14{,}9\ k\Omega$$

R_K muß mit einem parallel geschalteten Widerstand R' den benötigten Resonanzwiderstand R ergeben.

$$R' = \frac{R \cdot R_K}{R_K - R} = \frac{11{,}3 \cdot 14{,}9}{14{,}9 - 11{,}3} = \frac{168}{3{,}6}$$

$= 47\ k\Omega$

Die Induktivität jedes Kreises beträgt

$$L = \frac{25\,400}{f_0^2\ MHz \cdot C\ pF} = \frac{254}{10{,}7^2} = 2{,}2\ \mu H$$

d) Die Verstärkung einer entsprechenden Stufe mit Einzelkreis beträgt [gemäß Lösung der Aufgabe 9 im Heft 18 (1957)] $V_0' = 24$. Die Lösung der Frage a) dieser Aufgabe ergab für die Bandfilterstufe eine Verstärkung $V_0 = 33{,}7$.

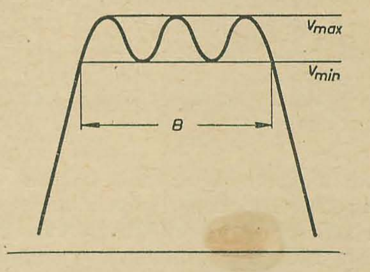
Der Verstärkungsgewinn g berechnet sich hieraus zu

$$g = \frac{V_0}{V_0'} = \frac{33{,}7}{24} = 1{,}4 \approx \sqrt{2}$$

Aufgabe 11:

Eine UZF-Verstärkerstufe ist mit einem überkritisch gekoppelten Zweikreisbandfilter ausgerüstet, so daß eine Bandfilterkurve mit Höckern entsteht. Das Verhältnis $V_{max} : V_{min}$ beträgt 1 : 0,8. Beide Kreise des Bandfilters sind völlig gleich aufgebaut und haben folgende Daten:

UZF $f_0 = 10{,}7$ MHz, Bandbreite B = 200 kHz, Grunddämpfung der Kreise $d_K = 1\,\%$, Parallelkapazitäten C = 100 pF. Als Verstärkerröhre wird die Regelpentode EF 85 mit einer Steilheit S = 6 mA/V benutzt.



a) Wie groß ist die Stufenverstärkung $V_0 \frac{V_{max}}{V_{min}}$?

b) In welchem Maße wird ein um 1 MHz oberhalb der Bandmittenfrequenz f_0 arbeitender Störsender unterdrückt?

c) Welche Dimensionen erhält das Bandfilter?

d) Wie hoch ist der Verstärkungsgewinn g gegenüber einer Stufe mit Einzelkreis?

e) Wie hoch ist die Spannung U_1 parallel zum ersten Kreis des Filters bei der Bandmittenfrequenz f_0, wenn dem Steuergitter der Röhre eine Spannung $U_{g1} = 100$ mV zugeführt wird?

f) Wie groß ist die Phasendifferenz ($\Delta\varphi$) eines um 1 MHz abliegenden Störsenders gegenüber der Bandmittenfrequenz?

Dr. LUDWIG KLINKER und Dipl.-Phys. KARL-HEINZ SCHMELOVSKY

UKW-Nachrichtenverbindungen über große Entfernungen

Fortsetzung aus Nr. 18 (1957) Seite 562 und Schluß

Ausbreitung der ultrakurzen Wellen durch partielle Reflexionen

Im Heft 18 wurde darauf hingewiesen, daß in der unteren Atmosphäre neben den Bodeninversionen auch sogenannte freie Inversionen auftreten, die über ein begrenztes Höhenintervall zu einer Verstärkung des vertikalen Gradienten des Brechungsindexes führen. In Höhen zwischen wenigen hundert Metern bis zu etwa 3000 m — dieses Höhenintervall interessiert im Zusammenhang mit der UKW-Ausbreitung vorwiegend — sind bei fast allen Wetterlagen mehr oder minder ausgeprägte Schichtinhomogenitäten, die sich in der Horizontalen über einen größeren geographischen Raum erstrecken, vorhanden. Besonders kräftig sind sie im allgemeinen in den Hochdruckgebieten ausgebildet. Wie bereits betont, ist die Temperaturzunahme in diesen Schichten meist mit einer kräftigen Wasserdampfabnahme verbunden. Die auftretende Abnahme des Brechungsindexes genügt jedoch im allgemeinen nicht, um den Strahl zur Erde zurückzubrechen. Trotzdem wird aber durch derartige Schichten die Feldstärke weit innerhalb der Schattenzone beträchtlich erhöht. Um diese Erscheinung zu erklären, müssen wir die bislang strahlenoptische Betrachtungsweise des Ausbreitungsvorganges verlassen. Wie die Wellenoptik zeigt,

Bild 8: Abhängigkeit des Einfallswinkels von der Schichthöhe

wird in einem Gebiet mit starker Änderung des Brechungsindexes auch dann ein Teil der Welle reflektiert, wenn keine totale Reflexion, d. h. keine völlige Zurückkrümmung des Strahls auftritt. Diese Erscheinung kann man z. B. an einer Glasplatte beobachten, an deren Oberfläche eine schwache Spiegelung auftritt, während der Hauptteil des Lichts durch die Platte hindurchgeht. Wir sprechen in diesem Fall von einer partiellen Reflexion. Die Intensität des reflektierten Anteils bei partiellen Reflexionen an troposphärischen Schichtungen ist um so größer, je stärker die vertikale Änderung des Brechungsindexes in ihnen ist und je flacher der Strahl auf die Schicht einfällt. Das bedeutet, daß sehr hoch liegende Schichten keinen wesentlichen Einfluß auf die UKW-Ausbreitung mehr ausüben, da in diesem Falle der Winkel zwischen einfallendem Strahl und der Schicht sehr groß wird (vgl. Bild 8). Die reflektierte Intensität nimmt außerdem mit der Wellenlänge ab, so daß diesem Ausbreitungsmechanismus im Meterwellenbereich eine größere Bedeutung zukommt als im Zentimeterwellenbereich. Im allgemeinen ist der Reflexionsfaktor allerdings auch hier sehr klein. Er dürfte in der Größenordnung von einigen Promille bis zu wenigen Prozenten liegen. Trotzdem ist dieser Ausbreitungsmechanismus wohl in einem größeren Bereich der Schattenzone wesentlich an der Entstehung des Gesamtfeldes beteiligt. Bei besonders günstigen Reflexionsbedingungen beobachtet man bis zu großen Senderabständen relativ hohe Feldstärken, die auch mit den handelsüblichen UKW-Empfängern einen Fernempfang erlauben. Diese sogenannten Überreichweiten treten insbesondere bei stabilen Hochdruckwetterlagen auf, bei denen vertikale Absinkprozesse der Luft zur Ausbildung von besonders kräftigen Inversionen führen. Diese Erscheinung hat früher zu der Meinung Anlaß gegeben, daß unmittelbar der hohe Luftdruck einen verbesserten Fernempfang hervorruft. In Wirklichkeit ist er aber nur ein Indikator für die zuvor beschriebenen Vorgänge. Da die Inversionen am Westrand der Hochdruckgebiete besonders kräftig ausgebildet sind und außerdem in niedrigeren Höhen liegen, werden häufig gerade bei Beendigung einer Schönwetterperiode die besten Fernempfangsbedingungen beobachtet. Da in den Tiefdruckgebieten entweder keine oder nur sehr schwache freie Inversionen auftreten, beobachtet man bei solchen Wetterlagen im allgemeinen ein weit niedrigeres Feld (Bild 9). Kurzfristige Ausnahmen von dieser Regel eines schlechten Fernempfangs bei Tiefdrucklagen werden vor allem in den Wintermonaten häufig vor dem Durchzug von Wetterfronten beobachtet. Im Bereich „präfrontalen Absinkens" [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 6 (1955) 2. US] bilden sich über die Zeitdauer von einigen Stunden ebenfalls sehr kräftige freie Inversionen aus, die zu ähnlichen Empfangsfeldstärken wie in den stabilen Hochdruckgebieten führen können. Erst bei weiterem Herannahen der Front bricht das Feld mit Auflösung der Inversion sehr rasch zusammen (Bild 10).

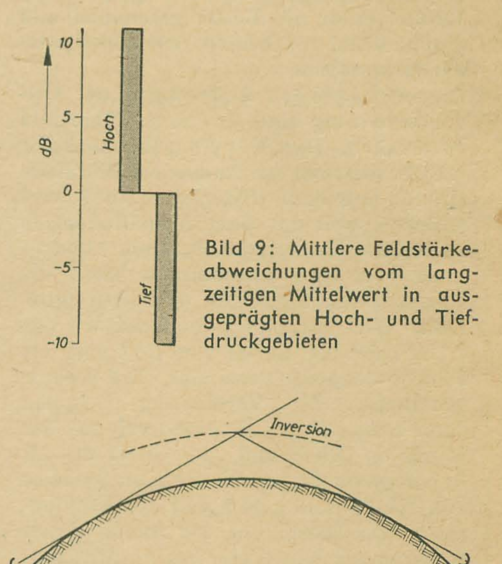


Bild 9: Mittlere Feldstärkeabweichungen vom langzeitigen Mittelwert in ausgeprägten Hoch- und Tiefdruckgebieten

Bild 11: Größte Reichweite bei einmaliger Reflexion

Die Intensität des beschriebenen Mechanismus hängt also im einzelnen sehr stark von der jeweiligen Wetterlage ab. Der Entfernungsbereich, in dem er hauptsächlich wirksam ist, ist einerseits durch das Gebiet der direkten optischen Sicht begrenzt und andererseits dadurch, daß sehr große Entfernungen nicht mehr mit einer einmaligen Reflexion überbrückt werden können (Bild 11). Um in noch größere Entfernungen zu gelangen, müßte der Strahl also mehrfach reflektiert werden. Da dabei jeweils nur ein Bruchteil der einfallenden Energie zur Erde zurückgelangt, nimmt das durch diesen Mechanismus übertragene Feld bei mehrmaligen Reflexionen sehr stark ab. Etwa oberhalb von 400 bis 500 km Senderabstand können daher nach dem heutigen Stand unseres Wissens die auch dort noch relativ hohen Feldstärken durch partielle Reflexionen nicht mehr gedeutet werden. Diese Diskrepanz versucht man durch Annahme eines weiteren Ausbreitungsmechanismus zu klären.

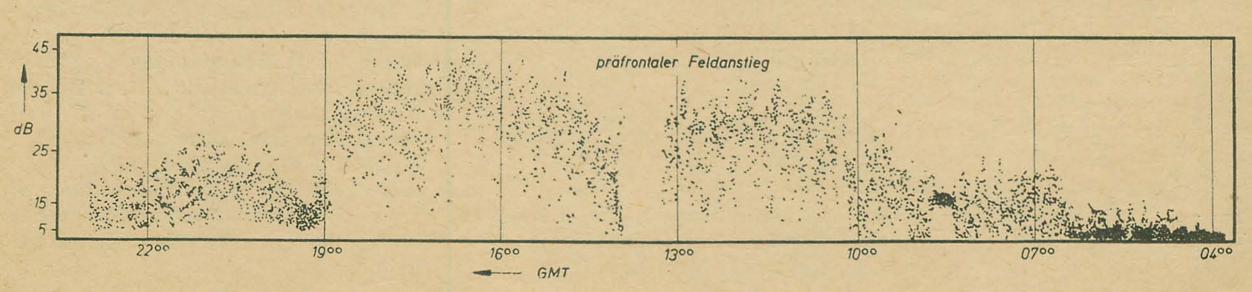


Bild 10: Registrierung eines Feldstärkeanstieges während eines Frontdurchganges

Ausbreitung der ultrakurzen Wellen durch troposphärische Streuprozesse

Theoretische und experimentelle Untersuchungen haben gezeigt, daß es neben den partiellen Reflexionen einen weiteren atmosphärischen Ausbreitungsmechanismus gibt, der auch in großen Entfernungen noch wirksam ist und hier gegenüber den anderen überwiegt. Dabei ist es bei dem heutigen Stand unserer Kenntnisse über die Feinstruktur der Atmosphäre noch nicht möglich, exakt zu entscheiden, bis zu welchen Entfernungsbereichen in Einzelfällen der eine oder andere Mechanismus vorherrscht. Die entwickelten Vorstellungen stützen sich auf ähnliche Prozesse aus dem Bereich der meteorologischen Optik. Bekanntlich erleidet das Sonnenlicht in der Atmosphäre an deren molekularen Dichteschwankungen eine allseitige Streuung, die Anlaß zu der diffusen Himmelsstrahlung gibt. Im Vergleich zu den Lichtwellen stellen die ultrakurzen Wellen eine wesentlich niederfrequentere elektromagnetische Schwingung dar. Dementsprechend findet auch die diffuse Streuung in diesem Fall an atmosphärischen Streukörpern von wesentlich größerem Ausmaße statt. Man bezeichnet diese Körper als Turbulenzzellen. Sie bilden sich infolge der ständigen horizontalen und vertikalen Durchmischung der Atmosphäre und unterscheiden sich in ihrer Temperatur und ihrem Feuchtegehalt und damit auch in ihrem Brechungsindex von der Umgebung. Derartige Turbulenzzellen treten in der Atmosphäre in äußerst mannigfaltigen Größen auf. Zu ihnen zählen z. B. auch sichtbare Wolkenformen, wie die Cumuluswolken.
In ihren kleinsten Ausmaßen werden sie in Form von Luftschlieren über stark erhitztem Sandboden oder über Asphaltstraßen sichtbar. Die im UKW-Bereich interessierenden Streukörper haben Größen von einigen zehn Metern und sind dem Auge normalerweise nicht sichtbar. Da sich der Streuprozeß auch in größeren Höhen abspielen kann, können damit beträchtliche Entfernungen überbrückt werden.
Man kann sich die Streuung so veranschaulichen, daß man die Streukörper als in die Luft eingebettete Fremdkörper auffaßt, die sich in ihrer Dielektrizitätskonstante von der Umgebung unterscheiden. Auf die in größeren Höhen in direkter Sicht des Senders befindlichen Körper

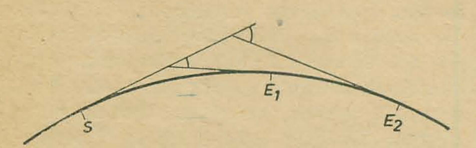


Bild 12: Abhängigkeit des Streuwinkels von der Entfernung

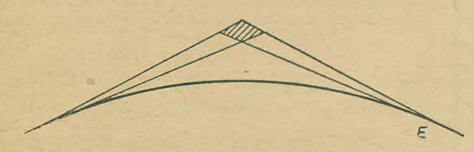


Bild 13: Wirksames Streuvolumen bei starker Bündelung von Sende- und Empfangsantennen

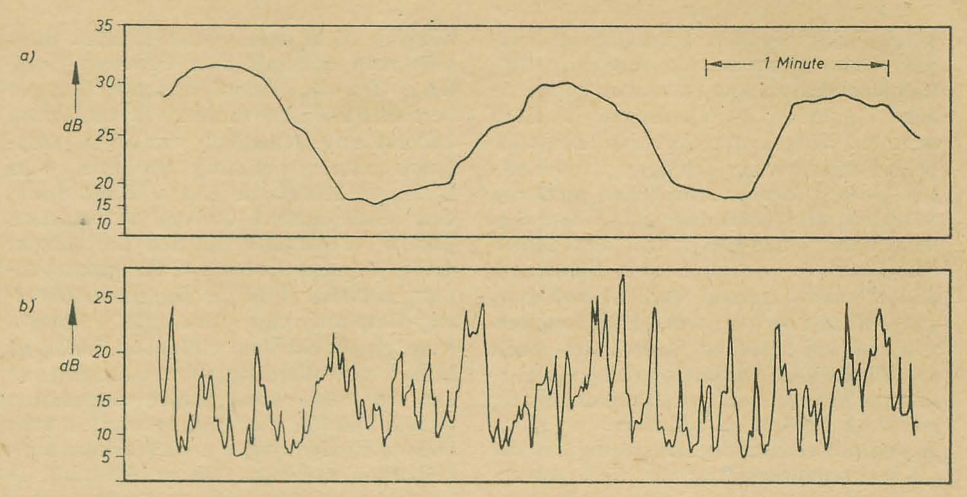


Bild 14: Unterschiedliche Fadingtypen im Meterwellenbereich

wirkt nun ein kräftiges elektromagnetisches Feld. Dadurch werden sie zu elektromagnetischen Schwingungen angeregt und wirken ihrerseits als Sekundärstrahler. Die Abstrahlung erfolgt nun nicht, wie man zunächst annehmen sollte, allseitig gleichmäßig, sondern es findet eine Bündelung statt, wobei der Hauptteil der Energie ungefähr in die ursprüngliche Ausbreitungsrichtung gerichtet ist. Dies kommt dadurch zustande, daß die Streukörper relativ groß gegenüber der Wellenlänge sind. Durch Interferenzvorgänge löschen sich die Elementarwellen, die von einzelnen Punkten der Streukörper ausgehen, in Richtungen, die sehr stark vom Einfallswinkel abweichen, zum großen Teil aus. Die Auslöschung ist jedoch nicht vollständig, sondern es findet noch ein merklicher Energietransport auf den Empfänger hin, also in den Schattenraum, statt. Die Winkelabhängigkeit der Streuintensität ist letztlich bestimmend für die Entfernungsabhängigkeit der Streufeldstärke, da zur Überbrückung von größeren Entfernungen höher gelegene Streukörper wirksam sein müssen, bei denen der Winkel zwischen einfallender Strahlung und Empfängerrichtung größer ist (Bild 12). Dementsprechend nimmt auch das Streufeld mit der Entfernung ab. Bei stark bündelnden Antennen ist nur das Volumen wirksam, das im Schnittgebiet der Richtkeulen von Sende- und Empfangsantenne liegt (Bild 13). Es tritt dann die Erscheinung auf, daß die empfangene Energie wesentlich langsamer wächst als der Antennengewinn von Sende- und Empfangsantenne. Es hat also bei diesem Ausbreitungsmechanismus nicht allzuviel Sinn, über eine gewisse Bündelung hinauszugehen. Diese liegt allerdings bei einigen wenigen Grad und kann sowieso nur im Zentimeterwellenbereich realisiert werden.

Die Empfangsfeldstärken bei Streuausbreitung sind durch ein schnelles und kräftiges Fading gekennzeichnet (Bild 14). Dieses Fading kommt dadurch zustande, daß sich die Anteile von den einzelnen Streukörpern überlagern und je nach Phasenlage auslöschen oder verstärken. Da die Streukörper einer unregelmäßigen Bewegung unterliegen, kommt es dadurch zu den Feldstärkeschwankungen, die bei annähernd gleicher Tiefe auf den höheren Frequenzen schneller verlaufen als auf den niedrigeren.

Die technische Bedeutung des UKW-Fernfeldes

Abgesehen von den gelegentlich auftretenden Überreichweiten hat das beschriebene UKW-Fernfeld für den normalen Fernseh- und UKW-Rundfunkempfang keine allzu wesentliche Bedeutung, wenn auch mit hochempfindlichen Empfängern und vergrößertem Antennenaufwand die Zahl der empfangbaren Sender heraufgesetzt werden kann. Wichtig ist es jedoch, dieses Feld bei der Senderplanung zu berücksichtigen. Die Zahl der UKW-Sender ist im mitteleuropäischen Raum heute bereits so groß, daß

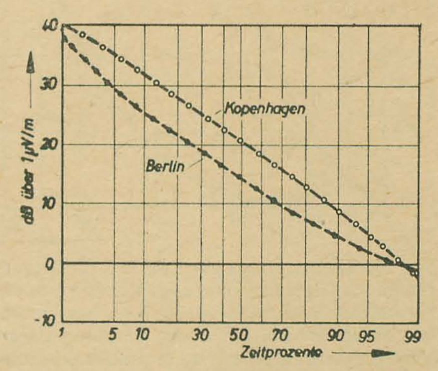


Bild 15: Beispiel zweier zeitlicher Feldstärkeverteilungen, die als Unterlagen für die Senderplanung dienen. Die Abszissenachse gibt an, in wieviel Prozent der Zeit die zugehörigen Feldstärkewerte überschritten werden

mehrere Sender im gleichen Frequenzkanal arbeiten müssen. Leistung und Abstand derartiger Gleichkanalsender müssen deshalb unter Berücksichtigung des Fernfeldes so geplant werden, daß störende Interferenzen, wie sie vom Mittelwellenbereich her unrühmlich bekannt sind, vermieden werden. Da die Ausbreitung im einzelnen sehr stark schwankt, ist dies nicht grundsätzlich möglich. Man begnügt sich deshalb mit der Forderung, daß die Feldstärke des störenden Senders in 99% der Zeit das Störabstandsverhältnis von 40 dB im UKW-Rundfunkbereich und von 45 dB im Fernsehbereich nicht überschreitet (Bild 15). Das kann heute nur noch für den unmittelbaren Versorgungs-

bereich eines Senders gewährleistet werden. Beim Fernempfang mit hochempfindlichen Empfängern muß man gelegentliche störende Überlagerungen in Kauf nehmen. Wegen der geringen Zahl der beim Fernsehen zur Verfügung stehenden Kanäle und des erforderlichen größeren Störabstandsverhältnisses kann hier eine lückenlose Versorgung mit den bisher benutzten Frequenzen in den Bändern I und III nicht erreicht werden. Man geht daher dazu über, trotz des erforderlichen größeren technischen Aufwandes auch das Band IV im Dezimetergebiet zur Versorgung kleinerer, orographisch ungünstig gelegener Gebiete zu benutzen.

Eine große technische Bedeutung hat die UKW-Fernausbreitung für die kommerziellen Nachrichtenverbindungen in letzter Zeit gewonnen. Während man hier zunächst mit Relaisstrecken innerhalb der optischen Sicht arbeitete, geht man neuerdings dazu über, Weitverbindungen bis zu 1000 km zu errichten. Die wirtschaftlichen Vorteile, die durch den Wegfall der dazwischen befindlichen Relaisstationen entstehen, liegen auf der Hand. Besonders in unwirtlichen Gegenden, wie Gebirgen und Wüsten, würde der Bau und die Wartung der Relaisstationen große Kosten verursachen. Außerdem gewinnt

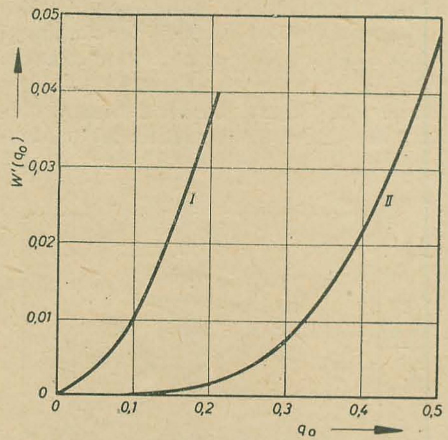


Bild 16: Verbesserung der Empfangsbedingungen durch Diversity-Empfang. Kurve I gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein bestimmter Feldstärkewert bei einfachem Empfang unterschritten wird. Kurve II zeigt die Wahrscheinlichkeit dafür, daß an jeder der beiden Antennen dieser Feldstärkewert unterschritten wird. Die Wahrscheinlichkeiten stellen gleichzeitig den Anteil an der Gesamtzeit dar. Die Feldstärken sind bezogen auf die mittlere Feldstärke, die also gleich 1 gesetzt wird, angegeben

man dadurch die Möglichkeit, auch UKW-Verbindungen über See zu schaffen. Der technische Aufwand auf der Sende- und Empfangsseite ist allerdings sehr groß. Es müssen erhebliche Sendeleistungen und umfangreiche Richtantennen mit starker Bündelung verwendet werden. Empfangsseitig ist außerdem eine große Empfängerempfindlichkeit erforderlich, die nur ausgenutzt werden kann, wenn die Anlage abseits von Städten und Verkehrsstraßen mit ihrem hohen technischen Störpegel errichtet wird. Trotz dieses großen Aufwandes ist ein sicherer Empfang bei der Überbrückung von sehr großen Entfernungen, infolge der vorhin beschriebenen schnellen Fadingerscheinungen, nicht mehr gewährleistet. Hier hilft man sich mit dem Diversity-Empfang. Da die Feldstärkeschwankungen bereits in kleineren räumlichen Abständen äußerst unterschiedlich verlaufen, empfängt man gleichzeitig an zwei oder mehreren Antennen und schaltet durch eine elektronische Anlage automatisch jeweils die Antenne auf den Empfänger, die im Moment die höchste Eingangsspannung aufweist (Bild 16). Damit der Diversity-Empfang eine wirksame Verbesserung gegenüber dem einfachen Empfang bringt, muß allerdings ein Mindestabstand der Antennen voneinander eingehalten werden, da der Feldstärkeverlauf in sehr kleinen Entfernungen noch stärkere Ähnlichkeiten aufweist. Dieser Abstand ist im einzelnen abhängig von der benutzten Wellenlänge sowie von der Länge der Nachrichtenverbindung. Er beträgt einige 10 Wellenlängen. Es gibt neben diesem Abstands-Diversity-Empfang auch die Möglichkeit, auf zwei verschiedenen Frequenzen (Frequenz-Diversity) zu arbeiten.

Allein mit den troposphärischen Ausbreitungsvorgängen kann man also heute mit dem nötigen technischen Aufwand bereits weit größere Entfernungen überbrücken, als man sich vor wenigen Jahren noch vorstellen konnte. Darüber hinaus ist aber auch die ursprüngliche Annahme, daß in diesem Wellenbereich keine Übertragung über die Ionosphäre möglich sei, nicht ganz zutreffend.

Ionosphärische Ausbreitung der Ultrakurzwellen

Bekanntlich erfolgt die Ausbreitung der Kurzwellen über Entfernungen von einigen tausend Kilometern durch Reflexion an der Ionosphäre. Im allgemeinen reicht die Ionenkonzentration der Ionosphärenschichten nicht mehr aus, um auch im Ultrakurzwellenbereich zu Reflexionen zu führen. Die Ultrakurzwellen durchdringen meist die Ionosphäre und gelangen in den Weltraum. Nur unter ganz außergewöhnlichen Bedingungen kann die Ausbildung der sporadischen E-Schicht mit sehr hoher Ionenkonzentration zu einer Reflexion im langwelligen Ende des UKW-Bereichs führen, da der Einfallswinkel bei der niedrigen Lage der Schicht kleiner ist als bei der F-Schicht, die in Annäherung die gleiche Ionenkonzentration aufweist. So wurde z. B. öfters ein Fernempfang des im Band I arbeitenden Fernsehsenders Moskau in Holland und England beobachtet. Im 3-m-Rundfunkband (Band II) ist eine derartige Erscheinung bereits sehr selten. Viel wichtiger als diese nur hin und wieder auftretenden Reflexionen sind für die Nachrichtentechnik in neuester Zeit Streuprozesse an der Ionosphäre geworden. Ähnlich wie der Brechungsindex in der Troposphäre örtlich begrenzten kleinen Schwankungen als Folge von Dichte- und Feuchteunstetigkeiten unterworfen ist, führt die wolkenartige Verteilung der Elektronenkonzentration an der Untergrenze der Ionosphäre auch hier zu Brechungsindexschwankungen. Infolgedessen treten hier ähnlich wie in der Troposphäre Streuprozesse auf. Da aber die Höhe der streuenden Schicht in diesem Falle sehr groß ist, wird auf diese Weise eine Ausbreitung über noch wesentlich größere Strecken als beim troposphärischen Streumechanismus möglich. Der ionosphärische Brechungsindex bestimmt sich nach der Formel

$$n^2 = 1 - C \frac{N}{f^2},$$

mit n = Brechungsindex; N = Elektronendichte; f = Frequenz.

Seine Abweichungen von 1 sind also um so größer, je kleiner die Frequenz f ist. Damit sind die absoluten Schwankungen bei gleicher Schwankung der Elektronenkonzentration größer, wenn eine niedrigere Frequenz gewählt wird. Da die Streuintensität von den Schwankungen des Brechungsindexes abhängig ist, zeigt dieser Streumechanismus eine weit stärkere Frequenzabhängigkeit als der troposphärische. Man ist also gezwungen, relativ niedrige Frequenzen, d. h. große Wellenlängen zu verwenden, wenn man ihn ausnutzen will. Beim Übergang zu den längeren Wellen des Kurzwellenbereichs setzt dann bereits die bekannte Totalreflexion ein, so daß den ionosphärischen Streuprozessen daher nur in dem Frequenzbereich zwischen 25 und 60 MHz eine praktische Bedeutung zukommt. Die Verwendung relativ großer Wellenlängen bringt allerdings einige technische Schwierigkeiten mit sich. Da die Streuintensität natürlich recht gering ist, können ausreichende Empfangsfeldstärken bei derartigen Weitverbindungen nur sichergestellt werden, wenn gleichzeitig große Senderleistungen und hohe Antennenbündelung verwendet werden. Die letzte Forderung ist in dem hier interessierenden langwelligen UKW-Bereich sehr schwer zu verwirklichen. Da die Bündelung ja proportional dem Verhältnis von Antennenabmessungen zur Wellenlänge ist, führt sie zur Verwendung von riesigen Antennengebilden. Nach den bisherigen Beobachtungen kommt dem ionosphärischen Streuprozeß vor allem für Weitverbindungen zur Übertragung von Telegrafie und Telefonie über wenige tausend Kilometer Bedeutung zu. Für die Übertragung von Nachrichten, die eine größere Bandbreite erfordern, scheint er wegen des Auftretens von starken Feldfluktuationen nicht geeignet zu sein. Seine Ausnutzung hat besondere Bedeutung für die kommerziellen Nachrichtenverbindungen. Man hat die Möglichkeit, die stark überbelegten Kurzwellenverbindungen zu entlasten. Besonders günstig dabei ist die Beobachtung, daß Ionosphärenstürme, die die bisherigen Kurzwellenverbindungen stark stören oder ganz unterbrechen, hier oft gerade zu einer Verbesserung führen. Wichtig scheint diese Übertragungsmöglichkeit daher für die Polargebiete zu werden, in denen Ionosphärenstörungen besonders häufig zum Versagen der Kurzwellenverbindungen führen.

Fernübertragung der ultrakurzen Wellen durch Streuung an Meteorspuren

Abschließend soll noch über eine weitere Ausbreitungsmöglichkeit, deren technische Ausnutzung sich gerade erst im

Anfangsstadium befindet, gesprochen werden. Die ständig in großer Zahl in die Hochatmosphäre einfallenden Meteore werden beim Eindringen in die Lufthülle abgebremst. Auf Grund ihrer hohen Geschwindigkeit verfügen sie, trotz ihrer meist nur geringen Masse, über eine hohe kinetische Energie, die hierbei vollständig in Wärme umgesetzt wird. Die meisten Meteore mit einem Durchmesser in der Größenordnung von einem Millimeter gelangen etwa bis zu Höhen von 100 km, wo sie dann vollständig aufgelöst werden. Die enorme örtliche Erhitzung der Luft macht sich bei größeren Meteoren gelegentlich optisch in der bekannten Leuchterscheinung der Sternschnuppen bemerkbar. Daneben findet stets eine starke Ionisation der umgebenden Luft statt, so daß jeder Meteor eine ionisierte Spur hinterläßt. Deren Elektronenkonzentration ist nun ausreichend, um eine Reflexion und Streuung von Ultrakurzwellen zu ermöglichen. Infolge von Diffusions- und Rekombinationsvorgängen (Rekombination = gegenseitige Neutralisierung von Ionen und Elektronen) nimmt die Elektronenkonzentration allerdings sehr rasch ab, so daß durch eine Meteorspur nur über sehr kurze Zeitintervalle eine Übertragung möglich wird. Da die Zahl der Meteorspuren relativ groß ist, kann dieser Mechanismus trotzdem technisch ausgenutzt werden. Es treten allerdings nur vereinzelte Empfangsspitzen auf, so daß keine kontinuierliche Übertragung möglich ist. Die Nachricht wird daher gespeichert und ihre Übertragung in den zur Verfügung stehenden Zeitintervallen mit erhöhter Geschwindigkeit abgewickelt. Die Auslösung des Übertragungsvorganges erfolgt automatisch, sobald das Vorhandensein einer Empfangsspitze bemerkt wird. Infolge seiner Eigenarten eignet sich dieses Verfahren hauptsächlich für Telegrafie.

Abschließend können wir also feststellen, daß die Untersuchung der Ausbreitungserscheinung im Höchstfrequenzgebiet in den letzten Jahren technische Perspektiven aufgezeigt hat, die weit über das hinausführen, was man zu Anfang dieser Entwicklung erwarten konnte. Da sich auch die rein technische Seite des Übertragungsproblems — der Bau von leistungsfähigeren Empfangs- und Sendeanlagen — noch stark im Fluß befindet, dürften die UKW-Weitverbindungen bereits in naher Zukunft weiter stark an Bedeutung gewinnen.

W. DIETRICH

Magnetischer Spannungsgleichhalter „Voltus"



Es ist bekannt, daß Beanstandungen an Fernsehgeräten oftmals nur auf schlechte Netzverhältnisse zurückzuführen sind. Der Fernsehteilnehmer wird damit vor die Aufgabe gestellt, die Netzspannungsschwankungen auszugleichen. Von den verschiedenen Geräten, die Industrie und Handwerk liefern, wird im folgenden Beitrag der vom VEB Technisch-Physikalische Werkstätten, Thalheim, gefertigte magnetische Spannungsgleichhalter „Voltus" näher beschrieben.

Der Spannungsgleichhalter „Voltus" ist ein vollautomatischer Regler, bestehend aus einem gesättigten Transformator und einer ungesättigten Vorschaltdrossel in Verbindung mit zwei Kondensatoren und einer Siebdrossel (siehe Bild 1). Die Regelwirkung beruht darauf, daß im Sättigungsbereich des Transformators entsprechend der Magnetisierungskurve (Bild 2) kleine Spannungsänderungen große Stromänderungen hervorrufen, die wiederum an der vorgeschalteten Drossel eine dem Strom proportionale Spannung erzeugen, die sogenannte Kompensationsspannung. Diese Spannung wird auf die Sekundärseite der Drossel transformiert und der Transformatorspannung entgegengeschaltet, wodurch die Schwankungen der Eingangsspannung ausgeglichen werden. Durch die Größe dieser Kompensationsspannung wird die Neigung der Regelkurve bestimmt. Es läßt sich ohne weiteres eine Unter- bzw. Überkompensation erreichen. Bei einer überkompensierten Regelkurve fällt mit steigender Netzspannung die Ausgangsspannung, bei einer unterkompensierten Regelkurve steigt mit steigender Netzspannung auch die Ausgangsspannung (Bild 3).

Der Spannungsgleichhalter „Voltus" wird so eingestellt, daß zwischen Leerlauf und Nennlast ein Optimum an Regelgenauigkeit erreicht wird. Bei geringer Belastung besitzt das Gerät eine überkompensierte Regelkurve. Die Drossel Dr_2 (Bild 1) dient

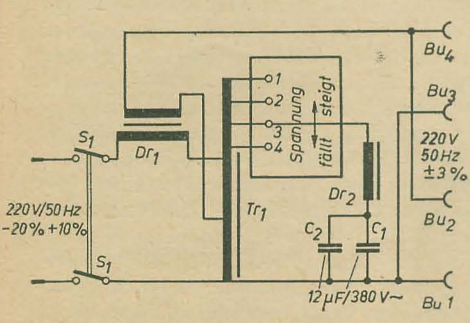


Bild 1: Schaltbild des „Voltus"

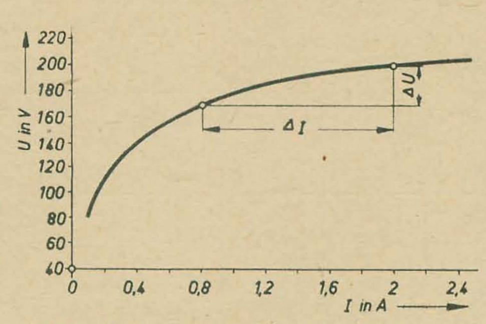


Bild 2: Magnetisierungskurve des Trafos

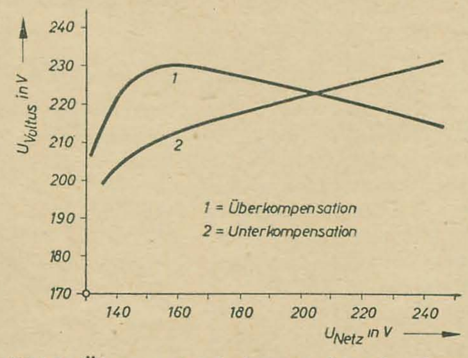


Bild 3: Über- und unterkompensierte Regelkurven

Technische Daten

Netzspannung:	220 V, 50 Hz
Ausgangsspannung:	220 V, 50 Hz
Belastbarkeit bei	
$\cos \varphi = 1$	300 W
$\cos \varphi = 0,95$	≈ 260 VA
$\cos \varphi = 0,9$	≈ 230 VA
$\cos \varphi = 0,85$	≈ 215 VA
$\cos \varphi = 0,8$	≈ 200 VA
Regelgenauigkeit bei +10 ··· −20% Netzspannungsschwankung:	± 3%
Frequenzeinfluß:	1% Frequenzschwankung etwa 1,5% Spannungsänderung
Klirrfaktor der Ausgangsspannung:	etwa 5 ··· 10%
Gehäuseabmessungen:	360 × 225 × 265 mm
Gewicht:	etwa 20 kg
Lieferbar durch die DHZ bzw. das GHK	

zur Siebung der Ausgangsspannung des Spannungsgleichhalters.
Zum besseren Verständnis sollen nachfolgend kurz die wichtigsten Faktoren des magnetischen Spannungsgleichhalters „Voltus“ erläutert werden.

Regelgenauigkeit

Unter Regelgenauigkeit versteht man die prozentuale Änderung der Ausgangsspannung bei Änderung der Netzspannung.

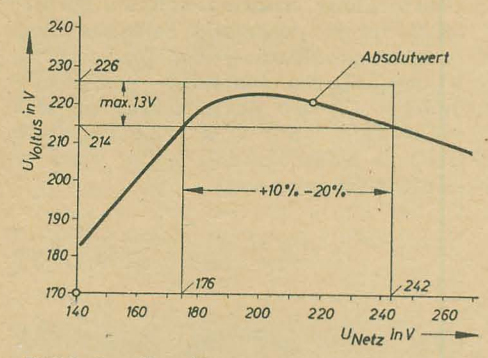


Bild 4: Regelkennlinie

Der Spannungsgleichhalter „Voltus“ regelt Spannungsänderungen von 176 bis 242 V auf ±3% aus, d. h., die Ausgangsspannung darf nicht mehr als 6,6 V über den Bezugspunkt (Absolutwert) ansteigen bzw. nicht mehr als 6,6 V darunter absinken (Bild 4).

Absolutwert

Der Absolutwert ist die mittlere Ausgangsspannung des Spannungsgleichhalters, der sich innerhalb der Grenzen der Regelgenauigkeit einstellt. Er steigt im Leerlauf an und fällt bei Belastung ab. Dieser Einfluß läßt sich durch Umschalten der Wicklungsteile ausgleichen. Zu diesem Zweck wird am „Voltus“ eine vierpolige Klemmleiste mit der Bezeichnung „Spannung steigt — fällt“ angebracht, die nach Lösen der Steckdosenkappen, der vier Gehäuseschrauben und nach Abnahme des oberen Gehäuseteiles zugänglich ist. Damit kann der Absolutwert pro Stufe um etwa 3 V geändert werden (Bild 1). Das Gerät kann dadurch bei einer Vielzahl von Belastungsfällen angepaßt werden. Will man z. B. bei häufig wechselndem Betrieb auf das Umklemmen verzichten, so stellt man auf einen mittleren Spannungswert ein. Bei Belastungsschwankung muß dann eine Absolutwertsänderung in Kauf genommen werden, was aber auf die Regelung selbst keinen Einfluß hat. Lediglich, daß der Spannungsgleichhalter „Voltus“ z. B. nicht bei 220 V regelt, sondern bei 224 V oder bei 216 V. Das bedeutet, daß bei Änderung der Netzspannung von 176 bis 242 V die abgegebene Spannung z. B. auf 224 oder 216 V einstellt und dort mit ±3% konstant gehalten wird.

Die untenstehende Tabelle gibt Aufschluß über die Spannungsverhältnisse bei Betrieb mit Fernsehgeräten von Rafena.

Bei diesem Spannungsgleichhalter „Voltus“ kann der Absolutwert um zwei Stufen nach oben und eine Stufe nach unten korrigiert werden, d. h., der Absolutwert der „Clivia“ bzw. des „Cabinet“ könnte um 3 bis 6 V angehoben werden. Die Angaben der Leistungen sind Zirkawerte und beziehen sich auf Sinusspannung.

Die Messungen wurden mit Weicheiseninstrumenten der Klasse 1 durchgeführt, da die etwas verzerrte Ausgangsspannung des Spannungsgleichhalters bei Messungen mit Gleichrichterinstrumenten Meßfehler ergibt.

Die Tabelle gibt auch darüber Auskunft, wie sich der Absolutwert bei Betrieb einer Fernsehtruhe „Clivia“ bzw. „Cabinet“ bei Umschaltung von Fernsehen auf Rundfunk bzw. auf Tonband und Plattenspieler ändert.

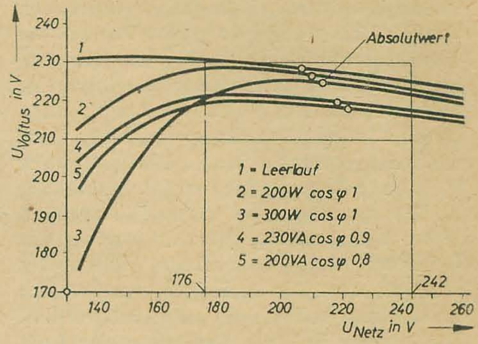


Bild 5: Regelkennlinien

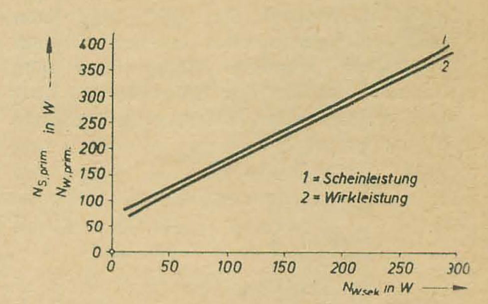


Bild 6: Leistungsaufnahme

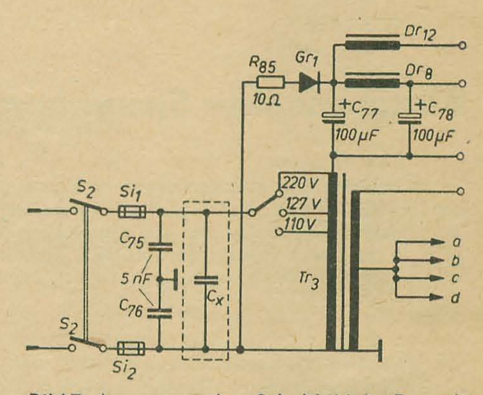


Bild 7: Auszug aus dem Schaltbild des Fernsehempfängers FE 855 G vom VEB Rafena Werke

Danach ist zu empfehlen, einen mittleren Spannungswert einzustellen, damit bei Rundfunkbetrieb keine große Überspannung bzw. bei Fernsehbetrieb keine große Unterspannung entsteht. Dieser Einfluß läßt sich durch einen spannungsfesten 4-μF-Papierkondensator, parallel zum Netzteil des Fernsehgerätes geschaltet, völlig beheben (siehe C_x im Bild 7). In diesem Fall wird der cos-φ-Wert des Fernsehgerätes verbessert, und der Absolutwert steigt z. B. bei der Fernsehtruhe „Clivia“ bei Fernsehbetrieb von 213 V auf 220 V an, d. h., bei Umschaltung auf Rundfunkempfang bleibt der Absolutwert bei 220 V stehen.

Wichtig dabei ist, daß der Kondensator auch wirklich parallel zum Fernsehgerät geschaltet ist, damit er bei Umschaltung auf Rundfunkempfang abgeschaltet wird, da sich anderenfalls ein zusätzlicher Spannungsanstieg ergibt. Bei der Fernsehtruhe „Clivia“ befindet sich der zweipolige Netzschalter des Fernsehgerätes hinter der Skala des Rundfunkgerätes „Beethoven“, so daß an diese Stelle bequem zwei Drähte, die dann zum 4-μF-Kondensator führen, angelötet werden können. Der Kondensator selbst kann an einer beliebigen Stelle im Gehäuse montiert sein. Zu empfehlen

Versuchsreihe mit einem Spannungsgleichhalter „Voltus“

Fernsehgerät	U_{Netz}	U_{Voltus}	f	Leistung	cos φ	Absolutwert	ΔU
	V	V	Hz	VA		V	V
Rubens	176	225,0	50				
	220	221,5	50	158	0,8	221,5	± 3,5
	242	218,0	50				
Dürer	176	223,0	50				
	220	220,0	50	180	0,8	220,0	± 3
	242	217,0	50				
Format	176	222,5	50				
	220	220,0	50	182	0,81	220,0	± 3
	242	217,0	50				
Clivia (Fernsehen)	176	215,0	50				
	220	214,0	50	260	0,84	213,0	± 2
	242	211,0	50				
Clivia (Rundfunk)	176	222,0	50				
	220	220,0	50	108	0,85	220,0	± 2
	242	218,0	50				
Cabinet (Fernsehen)	176	215,0	50				
	220	215,0	50	253	0,85	214,0	± 1
	242	213,0	50				
Cabinet (Tonband)	176	215,0	50				
	220	213,0	50	196	0,86	212,5	± 2,5
	242	210,0	50				
Cabinet (Plattenspieler)	176	223,0	50				
	220	220,0	50	132	0,87	220,0	± 3
	242	217,0	50				

ist ein Kondensator des VEB Kondensatorenwerk Gera 4 μF 250 V~ DIN 41143 oder 4 μF 250 V~ DIN 41180.

Frequenzeinfluß

Die bisherigen Betrachtungen in bezug auf den Absolutwert bezogen sich auf eine Netzfrequenz von 50 Hz. Weicht diese vom Sollwert ab, so ändert sich auch der Absolutwert des Spannungsgleichhalters, d. h. also, fällt z. B. die Netzfrequenz um 1%, so fällt der Absolutwert um etwa 1,5% und umgekehrt. Man kann also abschließend über die Konstanz des Spannungsgleichhalters sagen:

Das Gerät regelt Netzspannungsschwankungen von +10 bis —20% auf ±3%, wobei der Absolutwert bei der jeweiligen Belastung mit ±2% eingehalten wird, d. h., die abgegebene Spannung liegt innerhalb der Summe beider Toleranzen von ±5% zwischen 210 und 230 V (Bild 5).

Frequenzänderungen von 3% bringen Absolutwertsänderungen von etwa 4,5%, so daß selbst für die Grenzfälle — geringe Belastung, hohe Frequenz und starke Belastung, tiefe Frequenz — die für Fernsehgeräte zugelassenen Spannungstoleranzen von ±10% eingehalten werden.

Die abgegebene Spannung des Spannungsgleichhalters „Voltus" besitzt bei 220 V einen Klirrfaktor von 5 bis 10%, so daß der Einfluß der Verzerrungen fast zu vernachlässigen ist. Die Einschwingzeit beträgt etwa 0,04 Sekunden, d. h., auch kurzzeitige Spannungsstöße werden ausgeregelt.

Der Spannungsgleichhalter „Voltus" hat bei einer Netzspannung von 220 V im Leerlauf eine Leistungsaufnahme von etwa 80 VA. Es ist zu empfehlen, das Gerät bei Nichtgebrauch auszuschalten. Als Schalter ist ein Schnurschalter vorgesehen. Bei Nennlast beträgt der Wirkungsgrad etwa 75% (siehe Bild 6). Der „Voltus" kann nur mit 220 V Wechselspannung betrieben werden. Der Verbraucher (Rundfunkempfänger, Fernsehgerät usw.) wird an eine der beiden an der Stirnseite des Gerätes befindlichen Steckdosen angeschlossen. Die größte Belastbarkeit beträgt 300 W, sie verringert sich bei induktiver Belastung entsprechend der auf Seite 639 angegebenen technischen Daten.

Eine Beschädigung des Gerätes bei Überlastung tritt jedoch nicht ein, da es kurzschlußfest ist. Die Erwärmung des Trafos ist durch die Sättigung bedingt und normal, sie entspricht den VDE-Bestimmungen 0550.

Der Standort des Gerätes ist an und für sich unkritisch, nur muß darauf geachtet werden, daß das durch die Sättigung des Transformators entstehende Kraftfeld empfindliche Verstärker, vor allem Magnettonbandgeräte, verbrummen kann. Ein Drehen der Geräte um 90° bzw. ein entsprechender Abstand vermindert diesen Einfluß sehr stark.

Das geringe mechanische Brummen ist ebenfalls eine Folge der starken Sättigung. Der Aufbau nach Schutzart P 20 ist sehr stabil, Trafo und Drosseln sind unter Vakuum getränkt. Die Luftschlitze im Gerät dürfen wegen guter Durchlüftung nicht abgedeckt werden. Eine Wartung der Geräte ist nicht erforderlich, da sie keinerlei bewegliche Teile enthalten. Eine Sicherung ist nicht eingebaut.

Literatur

Arbeitsweise und Anwendung magnetischer Spannungsgleichhalter. Nachrichtentechnik Nr. 12 (1955).

HORST SCHLESIER

Gigaohmmeter zur Messung von Widerständen bis $10^{12}\,\Omega$

In der Stark- und Schwachstromtechnik ist das Messen von Widerständen zwischen 10^6 und $10^{12}\,\Omega$ ein Problem. Die Ursache liegt darin, daß der Wert von $10^{12}\,\Omega$ bereits mitten in den Größenordnungen der üblichen Isolationswiderstände von Röhrenkontaktstiften, Kleinstkondensatoren usw. liegt. Hinzu kommt, daß es sich hier fast ausschließlich um Oberflächenwiderstände handelt, die stark mit der herrschenden Luftfeuchtigkeit schwanken. So erhöht die Atemluft den Leitwert zwischen zwei benachbarten Kontaktstiften einer ECC 81 bereits um drei Zehnerpotenzen. Wie gemessen werden konnte, ist eine geheizte Röhre bezüglich der Isolationswiderstände gegen relative Luftfeuchtigkeiten von 20 bis 80% annähernd unempfindlich. Verlangt man aber von Empfängerröhren, daß Isolationswiderstände von $10^{12}\,\Omega$ und größer eingehalten werden müssen, so findet man, daß diese Forderung von nur wenigen Röhren erfüllt wird.

Durch Messungen mehrerer Röhrentypen ergab sich, daß für den Aufbau des Gigaohmmeters einige EC 92 und EC 94 als geeignet erschienen ($R_{Isol} = 10^{14}\,\Omega$).

Warum sind nun so große Widerstände nötig?

Für die Messung von Widerständen haben sich in der Hauptsache zwei Grundverfahren durchgesetzt:

1. Die Brückenmethode

Der unbekannte Widerstand wird unmittelbar mit einem bekannten verglichen. Je größer aber die Widerstände sind, desto höher muß die Betriebsspannung liegen, um am Nullinstrument einen Ausschlag zu erzielen. Das Ablesen erfolgt am Normalwiderstand. Die Größe der Speisespannung geht in die Messung nicht ein, sie bestimmt nur den systematischen Fehler. Da sich stetig veränderliche Normalwiderstände mit einigen $10^{11}\,\Omega$ nicht einfach realisieren lassen, scheidet diese Methode für ein einfaches Gerät aus.

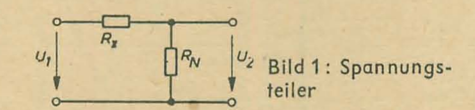


Bild 1: Spannungsteiler

2. Die Spannungsteilermethode

Der zu messende Widerstand R_x liegt mit dem Normalwiderstand R_N in Reihe (Bild 1). Die Gleichspannung über R_N wird von einem Röhrenvoltmeter gemessen, dessen Eingangswiderstand groß gegen R_N ist. Diese Spannung ist dann von R_x abhängig.

$$U_2 = U_1 \frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_N}} \qquad (1)$$

U_1 und R_N müssen also definiert vorhanden sein. Mit Hilfe einer überdimensionierten Stabilisation läßt sich U_1 auf 1% mühelos konstant halten. Aus Gründen der Sicherheit des Bedienenden soll U_1 zusammen mit einem Schutzwiderstand so bemessen sein, daß am menschlichen Körper keine spürbare Spannung entsteht. Im beschriebenen Gerät wurden 210 V verwendet. Selbst beim niedrigsten Meßbereich ($R_N = 10\,M\Omega$) wurde die Berührungsspannung nicht überschritten.

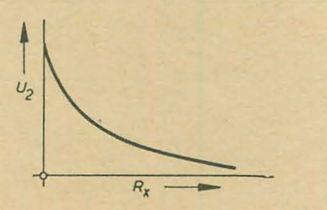


Bild 2: Verlauf der Spannung an R_N in Abhängigkeit von R_X

Da U_2 mit wachsendem R_x dem Grenzwert Null zustrebt, was einer Zusammendrängung der Skala am oberen Ende gleichkommt, wird die Messung der großen Widerstände sehr ungenau (Bild 2).

Die Bemessung von R_N unterliegt mehreren Bedingungen. Ein stabil arbeitendes Röhrenvoltmeter verlangt für Vollausschlag eine bestimmte Eingangsspannung ΔU_{RV}, die aus Stabilitätsgründen nicht unterschritten werden kann. Der entsprechende Bereich von R_x muß also an R_N ΔU_{RV} hervorrufen.

$$U_2\left(1 + \frac{R_{x\,max}}{R_N}\right) = U_1$$
$$= (U_2 + \Delta U_{RV})\left(1 + \frac{R_{x\,min}}{R_N}\right).$$

Daraus ergibt sich:

$$\frac{U_1}{1 + \frac{R_{x\,max}}{R_N}}(R_{x\,max} - R_{x\,min}) = \Delta U_{RV}(R_N - R_{x\,min}). \qquad (2)$$

Ratsam ist es, jeden Meßbereich mit $R_{x\,min} = 0$ beginnen zu lassen, da dann die relativen Ablesefehler in allen Meßbereichen gleich sind. Für R_N ergibt sich somit aus Gleichung (2):

$$R_N = R_{x\,max} \frac{U_1 - \Delta U_{RV}}{\Delta U_{RV}}. \qquad (3)$$

Mit steigendem $R_{x\,max}$ steigt also auch R_N. Man muß demnach bestrebt sein, R_N und ΔU_{RV} groß oder das RV sehr empfindlich zu machen. R_N findet seine Grenze in den Isolationswiderständen, die Empfindlichkeit des RV wird nach oben hin von den Fragen der betrieblichen Stabilität bestimmt. R_N bildet meist unmittelbar den Eingangswiderstand des Röhrenvoltmeters.

Bei der Katodenbasisschaltung nach Bild 3 erkennt man, daß durch R_N auch der Ionenstrom der Röhre fließt, der das Gitterpotential nach positiven Werten verschiebt. Das bedeutet, daß ΔU_{RV} wesentlich vergrößert werden muß.

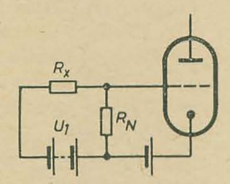


Bild 3: Prinzipschaltbild der Katodenbasisstufe

Außerdem macht sich trotzdem bei jeder Bereichsumschaltung eine Nullpunktkorrektur erforderlich. Nimmt man U_1 wieder zu 210 V an und rechnet mit $\Delta U_{RV} = 2{,}1$ V, so kann man annähernd $R_x = 100\ R_N$ noch messen. Für eine Messung von $10^{12}\ \Omega$ wäre also ein $R_N = 10^{10}\ \Omega$ erforderlich. Wenn man eine Potentialverschiebung von 10 V noch zuläßt (was schon 5 ΔU_{RV} darstellt, also einem fünffachen Endausschlag entspricht), so muß der Ionenstrom kleiner als 10^{-9} A sein. Bei einem Anodenruhestrom von 1 mA, der zur Steuerung eines 250-μA-Instrumentes nötig sein dürfte, bedeutet diese Forderung einen Vakuumfaktor von 10^{-6}, eine Bedingung also, die gerade noch erfüllbar erscheint.

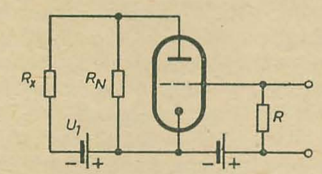


Bild 4: Prinzipschaltbild des umgekehrten Röhrenvoltmeters

Um diesen Unsicherheitsfaktor zu vermeiden, gibt es zwei Wege. Entweder verwendet man Elektrometerröhren, die jedoch teuer und außerdem schwer erhältlich sind, oder man verwendet ein umgekehrtes Röhrenvoltmeter (Bild 4), wie in dem hier beschriebenen Gerät.

Das Prinzip des umgekehrten Röhrenvoltmeters ist hinreichend bekannt. Die Anode führt keinen Strom. Infolge der negativen Vorspannung werden alle Elektronen von ihr reflektiert. Ein Ionenstrom entsteht nicht, weil die positiven Spannungen unter der Ionisationsspannung der Gasmoleküle bleiben. Der Eingangswiderstand wird also nur durch Isolationswiderstände bestimmt, solange die Anodenspannung negativer als eine gewisse Anlaufspannung bleibt. Der Gitterstrom gehorcht dem Raumladungsgesetz, solange die Anodenspannungen klein bleiben.

$$I_g = K\,(U_{St})^{3/2} = K\,(U_g + DU_a)^{3/2}. \qquad (4)$$

Da I_g möglichst groß sein soll, muß D groß sein. Es kommen also nur Trioden in Betracht. Die Auswahl unter ihnen muß aber nach den besten Isolationseigenschaften erfolgen. Aus diesem Grunde wurde die EC 92 der EC 94 vorgezogen, obwohl die zweite den größeren Durchgriff besitzt.

Bei großen negativen Anodenspannungen kann das Feld vor der Katode auch negativ werden, und dann gilt nur noch das Anlaufgesetz.

$$I_g = I_0 \cdot e^{\frac{U_{St}}{U_T}} \qquad U_T = \frac{KT}{e}. \qquad (5)$$

I_0 ist bestimmt durch Aufbau und Temperatur der Katode.

In der Temperaturabhängigkeit liegt der einzige Nachteil des Gerätes, der sich aber durch ausgesuchte Kompensation auf ein Minimum reduzieren läßt. Im beschriebenen Gerät wurde die Kompensation mit einer zweiten Röhre EC 92 durchgeführt. Auf eine Stabilisierung der Heizung konnte man verzichten. Bei Netzspannungsänderungen von ±15% ist in keinem Meßbereich eine Ausschlagsänderung beobachtet worden.

Die aufgenommenen Kurven der EC 92 (Bild 5) bestätigen im wesentlichen die Theorie. Da sich der Gitterstrom besonders bei niedrigen negativen Anodenspannungen stark ändert, also gerade im Bereich großer Meßwiderstände, wird dieser Bereich etwas gedehnt. Diese Dehnung läßt sich aber leider nicht voll ausnützen, da durch den unvermeidlichen Widerstand R eine Scherung und damit eine Linearisierung hervorgerufen wird (Bild 6).

Es ist aber möglich, durch Umschaltung von R den oberen Bereich über die gesamte Skala auszudehnen (Bild 7). Diese Kennlinien entsprechen der realen Schal-

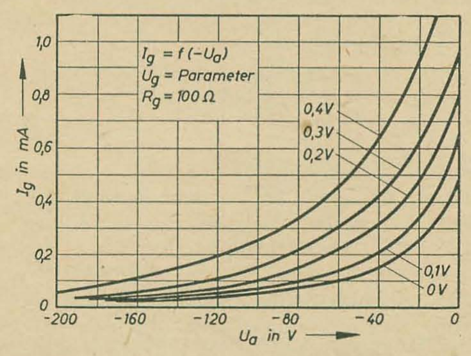


Bild 5: Raumladungskennlinien des umgekehrten Röhrenvoltmeters

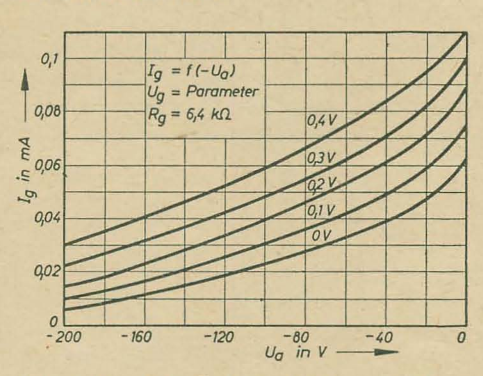


Bild 6: Kennlinien wie im Bild 5, geschert mit 6 kΩ

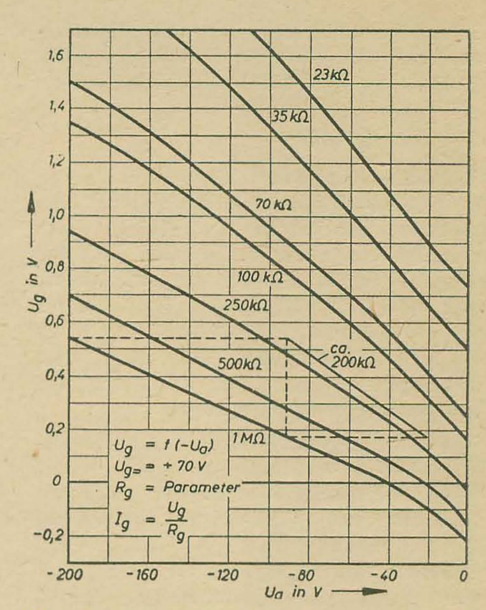


Bild 7: Arbeitskennlinien des umgekehrten Röhrenvoltmeters

tung mit einer Gitterspeisespannung von +70 V, deren Wahl konstruktiven Gesichtspunkten unterliegt. Stabilisierte Spannungen von 280 V benötigen für einen ausreichenden Stabilisierungseffekt 2×500 V Transformatorspannung. Dieser Wert ist aus Isolationsgründen möglichst nicht zu überschreiten. — 210 V müssen aber für U_1 vorhanden sein. Damit bleiben für $+U_g$ und U_a des nachzuschaltenden Röhrenvoltmeters nur +70 V übrig.

Für Anodenspannungen zwischen 210 und etwa 90 V, also für R_x zwischen 0 und 1,4 beträgt R etwa 1 MΩ, dann wird R auf etwa 210 kΩ umgeschaltet. Damit wird die Nullstellung wieder erreicht, und der Bereich von 1,4 bis 10 erscheint über die ganze Skala gedehnt. Da diese Umschaltung nur „niedrige" Widerstände erfaßt, ist sie vollkommen unproblematisch.

Damit ergibt sich ein gesamtes $\Delta U_{RV} = 190$ V. Nach Gleichung (3) errechnet sich R_N zu:

$$R_N = \frac{20}{190}\,R_{x\,max} = 0{,}105\ R_{x\,max}.$$

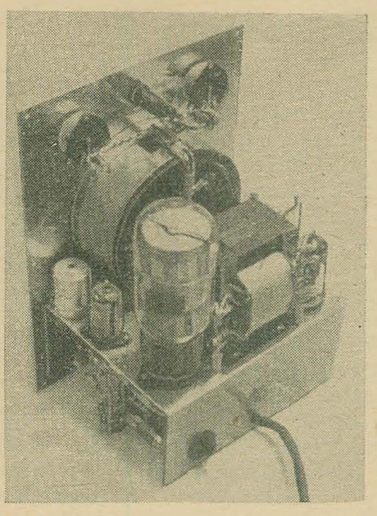
Der größte geforderte Normalwiderstand liegt also bei $10^{11}\ \Omega$. Wenn der gesamte Isolationswiderstand R_p der Schaltung auf $10^{13}\ \Omega$ gehalten werden kann, so ergibt sich damit ein Fehler, der kleiner ist als

$$\frac{\Delta R_N // R_P}{R_N // R_P} \approx \frac{R_N}{R_P} \approx 1\%,\ R_N < R_P.$$

Die Gesamtgenauigkeit hängt also nur noch von R_N und der Anzeige des nachgeschalteten Röhrenvoltmeters ab.

Ohne Zusatzeinrichtung hinge bei einem solchen Gerät der Zeiger am Endausschlag, solange kein Widerstand angeschaltet ist. Es erscheint also ratsam, im Ruhezustand eine Spannung anzulegen, und zwar die, bei der der Meßbereich umgeschaltet wird, also etwa 90 V. Damit ist es möglich, die gesamte Feineichung ohne weitere Umschaltungen vorzunehmen, indem Nullstelle und Endwert (Eichmarke) von zwei unabhängigen





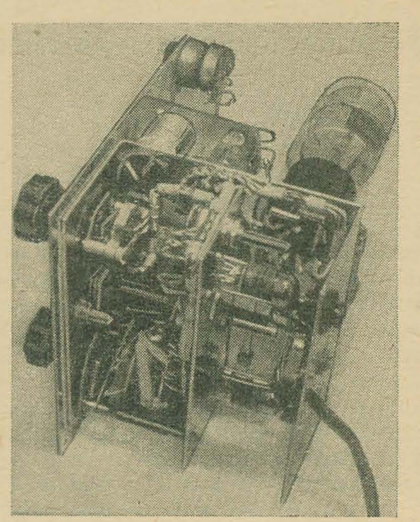
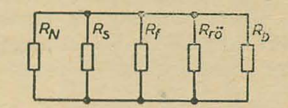


Bild 9: Frontansicht des Gigaohmmeters

Bild 10: Rückansicht des Chassis

Bild 11: Chassisansicht von unten

Bild 12: Ersatzschaltbild für den Eingangswiderstand (R_s ≙ Schalter, R_f ≙ Röhrenfassung, $R_{rö}$ ≙ Meßröhre, R_b ≙ Meßbuchse)



Reglern eingestellt werden. Dabei wird auch die Kompensationsröhre umgeschaltet, so daß sie die gleichen Arbeitsbedingungen findet wie die Meßröhre. Mit dieser Röhre läßt sich dann die Kompensation genau einstellen, so daß die Meßseite nicht mehr verändert wird. Sie liegt vollkommen unveränderlich fest. Dies ist möglich, da die Meßröhre nur mit einigen μW belastet wird und demnach kaum Alterungserscheinungen zeigt.

Der mechanische Aufbau des Gerätes

Bild 8 zeigt die Schaltung. Die Forderung nach Betriebsspannungen, die nicht mehr als 1% vom Sollwert abweichen, verlangt ein überdimensioniertes Netzteil. Gleiches gilt für die Siebung. Erfahrungsgemäß führen Wechselspannungsanteile bei Gleichspannungsröhrenvoltmetern oft zu erheblichen Meßfehlern, besonders dann, wenn es nicht gelingt, die Kennlinien nur im geradlinigen Teil auszusteuern. Da die Anzeigeröhre ECC 81 aber nur mit 70 V Anodenspannung betrieben werden kann, ist eine völlig gerade Kennlinie gar nicht zu erwarten. Der Einfluß der Kennlinie wird bei der Eichung des Gerätes berücksichtigt. Der mechanische Aufbau ist aus den Bildern 9, 10 und 11 zu erkennen.

Netzteil und Anzeigeröhre befinden sich oberhalb des Chassis, die Meß- und Kompensationsschaltung unterhalb, um die Wärmeabstrahlung des Netzteiles vom Meßteil möglichst fernzuhalten. Während Anzeige und Kompensationsteil völlig unkritisch sind, stellen Aufbau und Verdrahtung des Meßteiles erhebliche Anforderungen.

Unter Berücksichtigung sämtlicher Isolationswiderstände ergibt sich für die Meßschaltung ein Ersatzschaltbild nach Bild 12. Die Parallelschaltung von R_s, R_f, $R_{rö}$, R_b darf $10^{13}\,\Omega$ nicht unterschreiten, wenn 1% Fehler nicht überschritten werden soll. Folglich muß jeder dieser Teilwiderstände mindestens $10^{14}\,\Omega$ sein. Es muß deshalb ein besonderer Schalter hergestellt werden, dessen Schaltebene aus Polystyrol besteht.

Wenn die Oberfläche dieses Werkstoffes rauh bleibt (Schleifspuren, Ätzung) so verliert die Luftfeuchtigkeit in weiten Grenzen ihren Einfluß. Der Widerstand R_f kann unendlich gemacht werden, wenn der entsprechende Anodenkontakt aus der Fassung ausgesägt und der Klemmkontakt freitragend auf den Sockelstift gesteckt wird. Ist die Zuleitung stark genug, wird eine hinreichende mechanische Festigkeit erzielt.

Die Meßbuchse wurde, um die Vergleichsspannung zuführen zu können, als Schaltbuchse in Polystyrol ausgeführt.

Bei der Verdrahtung muß die Katode der Meßröhre mit dem metallischen Chassis verbunden sein. Würden die Metallteile an —210 V gelegt, was eine Vereinfachung der zweiten Buchse bringen könnte (diese könnte einfach in die Blechwand eingesetzt werden), so erschienen alle Isolationswiderstände zu R_x parallel geschaltet. Da aber R_x bis auf 10 R_N ansteigen kann, müßte R_P auf $10^{14}\,\Omega$, d. h. jeder einzelne Isolationswiderstand auf etwa $10^{15}\,\Omega$ gehalten werden. Damit wäre die obere Meßgrenze um eine Zehnerpotenz herabgesetzt.

Die Eichung

Da die Widerstandsmessung auf eine Spannungsmessung zurückgeführt wird, ergibt sich einmal die Anwendung des Gerätes als Spannungsmesser mit Eingangswiderständen bis zu $10^{13}\,\Omega$ (Stellung unendlich) und zum anderen eine Eichmöglichkeit, indem Spannung und Eingangswiderstand des Gerätes gemessen werden. Die Spannungsanzeige läßt sich dann nach Gleichung (1) in die einzelnen Widerstandswerte umrechnen. Der Eingangswiderstand läßt sich unter Verwendung sehr hoher Spannungen durch eine Strommessung ermitteln. Da die Normalwiderstände sowieso ausgesucht werden müssen, kann im höchsten Meßbereich R_P in R_N einbezogen werden, so daß der durch R_P entstehende Fehler weiter herabgemindert wird. Eine einfachere Eichmöglichkeit ergibt sich, wenn zwei Widerstandsnormale von etwa 10^8 und $10^9\,\Omega$ angewendet werden können, mit denen sich dann sämtliche Bereiche nacheinander einrichten lassen.

Die Eichung im Betrieb beläuft sich dann lediglich auf die Einstellung der mit „Nullpunkt" und „Eichen" bezeichneten Regler, die an der Frontplatte herausgeführt sind. Die Einstellung des Nullpunktes im Bereich Null bis 1,4, die mit dem Regler P_2 erfolgen kann (siehe Schaltbild), ist nur selten erforderlich. Dieser Regler befindet sich an der Rückseite des Gerätes und ist mit einem Schraubenschlitz versehen.

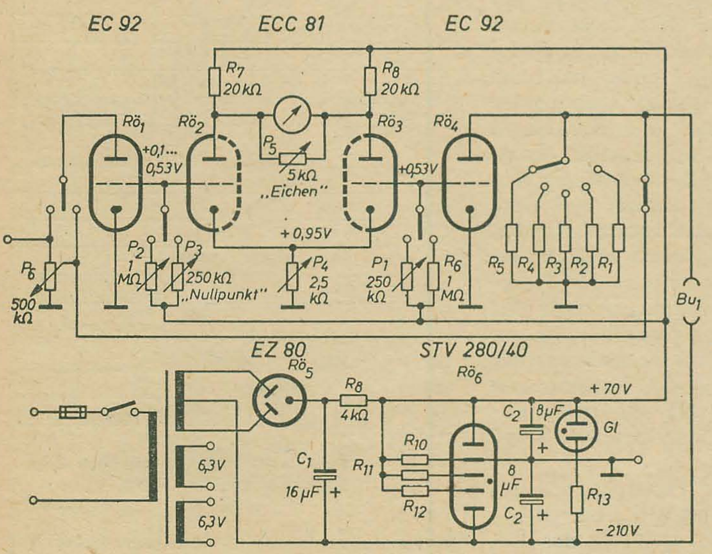


Bild 8: Schaltung des Gigaohmmeters

PETER PETEREIT

Pausenzeichen — vollelektronisch

Allgemeines

Aufgabenstellung

Für eine größere, in Studiotechnik aufgebaute Betriebsfunkanlage [1] (definierte Pegel, niederohmig-symmetrische Leitungsführung, Normeinschübe) war ein Pausenzeichengenerator zu entwickeln, um in den Sendepausen den über Postleitungen angeschlossenen Unterzentralen ein Pausensignal geben zu können und vor Beginn der Sendungen das Einpegeln der Unterzentralen zu ermöglichen. Als Motiv war die im Bild 1 angegebene Tonfolge aus ideellen Gründen und wegen
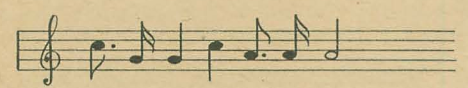


Bild 1: Das gewählte Motiv für das Pausenzeichen

ihrer leichten Einprägsamkeit bei nur drei verschiedenen Tonfrequenzen vorgesehen. Das Motiv sollte dem Generator mit einem Pegel von ± 0 dB bei einem Innenwiderstand von etwa 30 Ω und einem Fremdspannungsabstand von etwa 55 dB entnommen werden. Außerdem sollte der Generator in der Perspektive von vier Sendeplätzen aus geschaltet werden und eine bequeme, narrensichere Bedienung erlauben. Das gesamte Gerät sollte als Normeinschub mit einer Höhe von 238 mm gebaut werden.
Als Lösungswege kamen das übliche Verfahren mit endloser Tonbandschleife oder eine vollelektronische Lösung durch Tastung von Oszillatoren mit Hilfe eines Röhrentaktgebers in Frage. Relaistaktgeber fielen wegen ihrer rhythmischen Inkonstanz, ihrer großen Störanfälligkeit und der unangenehmen akustischen Schaltgeräusche von vornherein aus. Vollelektronische Pausenzeichenmaschinen besitzen aber gegenüber den Lösungen mit Tonbandschleife zwei wesentliche Nachteile: Erstens kann das Motiv nur mit erheblichem Arbeitsaufwand geändert werden, und zweitens ist auf Grund der meist geforderten Verschiedenartigkeit der Motive eine Serienfertigung solcher Generatoren nur schwer möglich. Diese beiden Gesichtspunkte waren in unserem Falle jedoch nicht so wesentlich, von größerem Interesse waren die großen Vorteile des vollelektronischen Generators, nämlich kleinere Baugröße bei vorgeschriebenem Störabstand, geringer mechanisch-konstruktiver Aufwand, geringe Störanfälligkeit, fehlende Abnutzung mechanischer Bauteile, einfachere Wartung und bequeme Auswechselbarkeit aller Bauteile.

Das Schaltungsprinzip

Aus den oben angeführten Gründen wurde ein vollelektronischer Pausenzeichengenerator entwickelt, dessen Arbeitsweise aus den Bildern 2 und 3 ersichtlich ist. Ein aus sieben Univibratoren bestehender Taktgeber liefert an sieben Ausgängen zeitlich einander ablösend je einen positiven Rechteckimpuls. Diese Impulse tasten nach Durchlaufen von Filtern drei im Ruhezustand gesperrte Röhren auf, an deren Gittern je eine der für das Motiv benötigten Tonfrequenzen liegt. Die drei getasteten Tonfrequenzen werden additiv gemischt und über eine Trennstufe dem Generatorausgang zugeführt. Die Filter sind im wesentlichen Differenzierglieder und dienen zur Herstellung einer den üblichen Musikinstrumenten ähnlichen Hüllkurve für den getasteten Ton. Durch Einbau einer geeigneten Motivlampenstufe in den Generator können die einzelnen Sendeplätze ohne Fehlschaltungen in den Motivpausen an den Generator angeschlossen bzw. von ihm getrennt werden.

Die Schaltung

Der Taktgeber

Der Taktgeber besteht aus sieben ringförmig zusammengeschalteten Univibratoren, deren linkes System im Ruhezustand gesperrt ist, während das zweite leitet. Durch einen positiven Impuls auf das Steuergitter des ersten Systems des ersten Univibrators wird dieser zum Umkippen gebracht, wobei durch Sperrung des Anodenstromes des zweiten Systems an dessen Anode ein positiver Potentialsprung abgenommen werden kann (Bild 4).

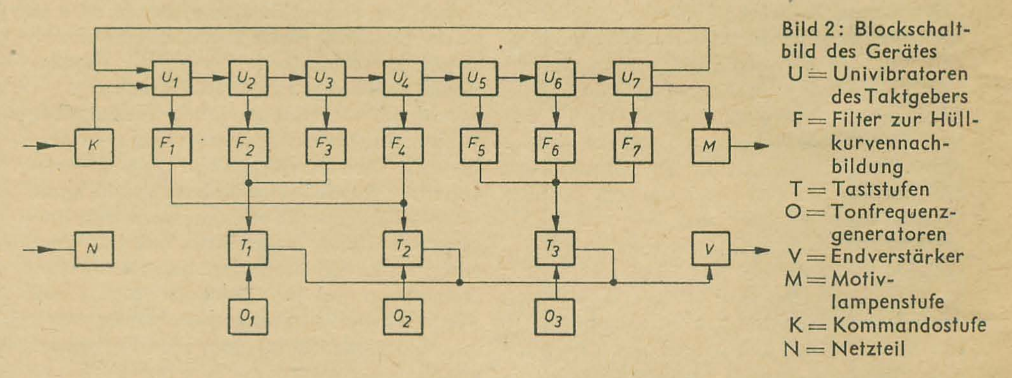


Bild 2: Blockschaltbild des Gerätes
U = Univibratoren des Taktgebers
F = Filter zur Hüllkurvennachbildung
T = Taststufen
O = Tonfrequenzgeneratoren
V = Endverstärker
M = Motivlampenstufe
K = Kommandostufe
N = Netzteil

Beim selbsttätigen Rückkippen des Univibrators nach Entladung des Kondensators $C_{5.3}$ auf die Cutoff-Spannung des zweiten Systems erhält das erste Gitter des zweiten Univibrators über das Differenzierglied $C_{6.1}$, $R_{6.1}$ einen positiven Impuls, so daß der zweite Univibrator zum Umkippen kommt und bei seinem Rückkippen den dritten anstößt usw., bis der siebende Univibrator wieder den ersten zum Umkippen bringt. Auf diese Weise erhält man an den zweiten Anoden der einzelnen Univibratoren zeitlich einander ablösende positive Rechteckimpulse, die durch Spannungsteiler auf $U_{ss} = 110$ V eingestellt werden. Da an die Flankensteilheit und Dachschräge der Impulse keine besonderen Forderungen gestellt waren, bereitete die Dimensionierung der einzelnen Univibratoren keine Schwierigkeiten.
Mit Hilfe der an der Frontplatte angebrachten Glimmlampen $Gl_{5.1}$ bis $Gl_{11.1}$ ist eine bequeme Überwachung des Betriebszustandes der einzelnen Univibratorstufen möglich. $R_{5.1}$ bis $R_{11.1}$ sollen Rückzündungen der einzelnen Univibratoren durch die nachfolgenden verhindern. Die Epsilankondensatoren $C_{5.2}$ bis $C_{11.2}$ dienen zur Ableitung von HF-Störschwingungen, die die Stabilität des Taktgebers verringern könnten. Der Zweck der Bauteile $Gr_{5.1}$, $C_{5.7}$, $R_{11.12}$ wird bei der Besprechung der Motivlampeneinheit erläutert.

Die Kommandostufe

Um die Wahrscheinlichkeit eventuellen Übersprechens in der Studioanlage zu verringern, läuft der Taktgeber und damit das Motiv nur dann, wenn einer der Sendeplätze das Pausensignal benötigt. Das hat außerdem den Vorteil, daß der erste Teilnehmer am Pausenzeichen sofort nach Einschalten des Sendeschalters ein Motiv erhält. Den zum Signalbeginn notwendigen ersten Tastimpuls und eine nach Beendigung der Pausenzeichensendung benötigte Löschspannung liefert die in diesem Abschnitt zu erläuternde Kommandostufe.
Sie besteht im wesentlichen aus den Relais A, B und T in Verbindung mit den Schaltelementen $R_{0.2}$, $R_{0.8}$, $R_{5.10}$, $Gr_{0.6}$, $C_{5.6}$ und $R_{5.2}$. Nach Einschalten der Netzspannung erhält das erste Gitter des ersten Univibrators über $R_{5.2}$, $Gr_{0.6}$, Relaiskontakt b_1, $R_{0.2}$ und die Wicklung

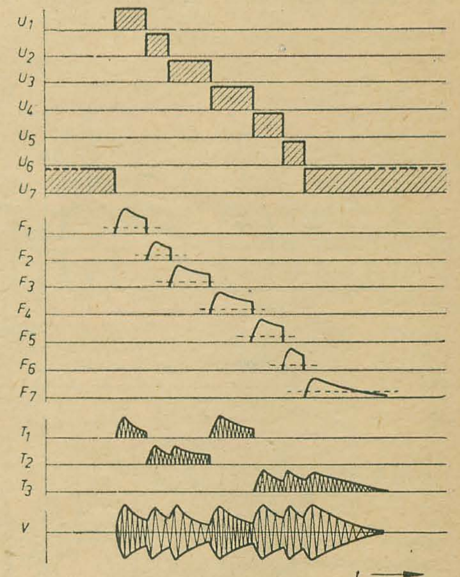


Bild 3: Arbeitsweise des Gerätes (schematisch)

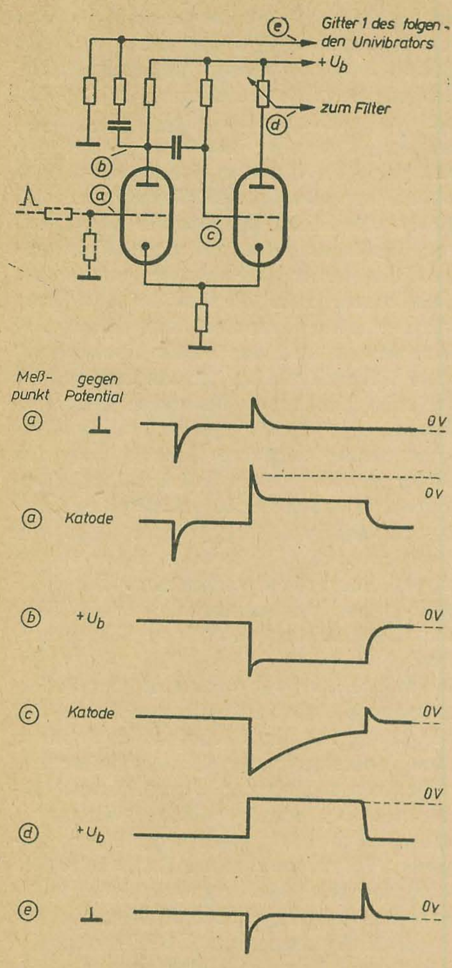


Bild 4: Spannungsverläufe am Univibrator

von Relais B eine negative Vorspannung von -24 V, die bewirkt, daß beim Anheizen der Röhren entstehende, den Taktgeber durchlaufende Störimpulse am ersten Univibrator gelöscht werden. Wird einer der Sendeschalter in die Stellung „Pausenzeichen" umgelegt, so zieht Relais A und gibt bis zum Anziehen von Relais B (etwa 15 ms) über den Ruhekontakt b_1 dem ersten Univibrator eine Vorspannung von $+24$ V, die ihn kippen läßt. Dieser Anfangsimpuls wird nun in der oben angegebenen Weise von Univibrator zu Univibrator weitergegeben. Nach Anziehen von Relais B liegt das erste Gitter des ersten Univibrators gleichstrommäßig auf Nullpotential, so daß dieser durch die Rückkippimpulse des siebenten Univibrators zum Kippen gebracht werden kann und der Taktgeberring geschlossen ist. Wird das Pausenzeichen nicht mehr benötigt, so fallen die Relais A und B ab, und der Univibrator 1 wird wieder gesperrt, so daß nur noch das begonnene Motiv zu Ende getastet wird. Der Thermokontakt t_1, der sich etwa eine Minute nach dem Einschalten der Netzspannung schließt, soll verhindern, daß das Pausenzeichen getastet werden kann, bevor die Univibratoren stabil arbeiten.
Gewisse Schwierigkeiten bereiteten Kontaktprellerscheinungen beim Schalten der Kontakte a_1 und $S_{0.2}$, die jeweils mehrere Taktgeber gleichzeitig umkippen ließen. Dieser Effekt wurde dadurch unterbunden, daß ein Integrierglied $R_{0.8}$, $C_{5.6}$ in den Kommandokreis geschaltet wurde, so daß kurzzeitige Impulse (kleiner als 10 ms) den ersten Univibrator nicht mehr zum Umkippen bringen können. $Gr_{0.6}$ sorgt dafür, daß bei nicht arbeitendem Taktgeber die Löschspannung von -24 V in voller Höhe an $R_{5.10}$ anliegen kann.
Mit den zwischen den Sendeschaltern und Relais A liegenden Gleichrichtern $Gr_{0.1}$ bis $Gr_{0.4}$ werden die einzelnen Sendeschalter gleichstrommäßig voneinander entkoppelt. Sie verhindern, daß die in der Studioanlage befindlichen Schaltrelais an den Sendeschaltern alle gleichzeitig anziehen, wenn einer der Sendeschalter geschlossen wird.

Die Oszillatoren

Für das zu spielende Motiv werden drei Tonfrequenzen benötigt, die im Frequenzverhältnis 6 : 5 (kleine Terz) und 4 : 3 (Quarte) zueinander stehen müssen. Ursprünglich war geplant, Generatoren mit hornähnlicher Klangfarbe aufzubauen, wie sie in verschiedener Art in elektronischen Musikinstrumenten anzutreffen sind [5, 6]. Recht gut haben sich beim Versuchsaufbau stark gekoppelte Sperrschwinger als Nadelgeneratoren bewährt, die gedämpfte Resonanzkreise anstoßen. Bei Variation des Verhältnisses von Nadelfrequenz zu Resonanzkreisfrequenz ließen sich verschiedene Holz- und Blechblasinstrumente mit dieser Anordnung recht gut nachahmen. Aus räumlichen und wirtschaftlichen Gründen werden die Töne in der endgültigen Ausführung jedoch nur durch LC-Generatoren mit Schwingungsfrequenzen von 600 Hz, 500 Hz und 450 Hz erzeugt, die zur Erzielung einer guten Frequenzkonstanz mit $R_{1.4}$ bis $R_{3.4}$ katodengegengekoppelt sind. Die nachfolgenden, nur im krummlinigen Kennlinienteil arbeitenden Taströhren werden mit einem Tonfrequenzpegel von $+4$ dB (etwa 1,2 V) ausgesteuert und erzeugen auf diese Weise stark oberwellenhaltige, an die Klangfarbe der Sala-Orgel erinnernde Klänge. Durch entsprechende frequenzabhängige Gegenkopplung des Endverstärkers und angemessene Tastfilterauslegung lassen sich daraus gitarren- und klavierähnliche Klänge gewinnen.

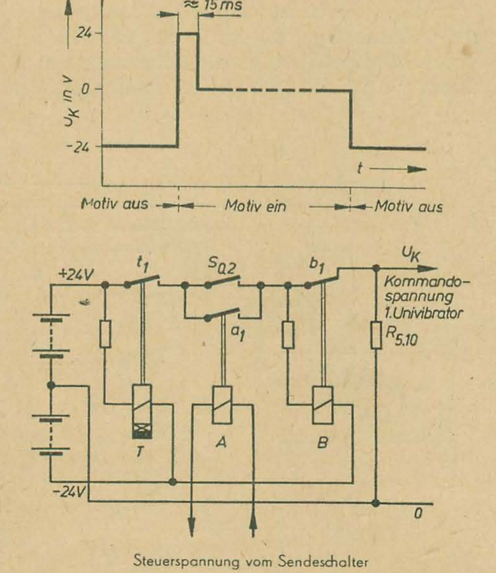


Bild 5: Arbeitsweise der Kommandostufe

Wegen der guten Abschirmung zwischen beiden Röhrensystemen wurde als Oszillator- und Taströhre die ECC 85 benutzt. Beim Aufbau des Oszillators ist ganz besonders darauf zu achten, daß der Tonfrequenzspannung keine Brummspannung unterlegt ist, da sie an der krummen Taströhrenkennlinie dem Motiv aufmoduliert wird und selbst mit Filtern nicht mehr aus dem Motiv zu entfernen ist. Aus dem oben erwähnten Grund und um einen großen Störabstand zu erzielen, wurde eine getrennte reichliche Siebung der Oszillatoranodenspannung vorgenommen. Weiterhin ist es im Interesse eines großen Fremdspannungsabstandes empfehlenswert, alle Tonfrequenzspannung führenden Leitungen abzuschirmen.

Die Taststufen und die Filter

Die drei Taststufen sind mit je einem System der Röhre ECC 85 bestückt und arbeiten alle drei auf einen gemeinsamen Anodenwiderstand. Zur Erzielung einer einwandfreien Amplitudenmodulation der am Gitter der Taströhren anliegenden Tonfrequenzspannungen soll nur der krumme Teil der Röhrenkennlinie durch die Taktgeberimpulse ausgesteuert werden.

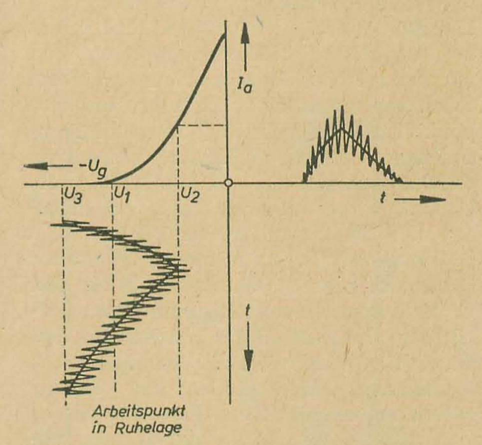


Bild 6: Dimensionierung der Taststufe

Für die Festlegung des Arbeitspunktes der Taströhren waren folgende Gesichtspunkte maßgebend (Bild 6): Das Maximum des positiven Auftastimpulses soll den Arbeitspunkt der Taströhre einstellen, bei dem die Kennlinie merklich linear wird (im Bild 6 Arbeitspunkt U_2). Dieser Punkt ergibt sich bei der im Gerät vorgenommenen Dimensionierung und einer Betriebsspannung von 140 V zu $-2{,}5$ V. Die für die Tastung notwendige Impulshöhe muß größer sein als $(U_1 - U_2)_{ss}$, wenn U_1 die Cutoff-Spannung der Röhre ist (im vorliegenden Fall beträgt $U_1 \approx -5{,}8$ V). Setzt man zur Gewährleistung einer einwandfreien Sperrung der Taströhren einen Sperrfaktor 2 an, so ergeben sich der Ruhearbeitspunkt zu

$$U_3 = U_2 + 2\,(U_1 - U_2)$$

und die notwendige Tastamplitude zu

$$U_T = -2\,(U_1 - U_2).$$

Im vorliegenden Fall berechnen sich U_3 zu -10 V und U_T zu $+7$ V.

Der Anodenspannungssprung an den Univibratoren wird auf 110 V_{ss} eingestellt, so daß in den Filtern eine Spannungsteilung von 15 : 1 vorgenommen werden kann, die eine gute Entkopplung von Taströhren und Univibratoren ermöglicht. Die RC-Kombination $R_{5.9}$ bis $R_{11.9}$, $C_{5.4}$ bis $C_{11.4}$ wirkt gleichzeitig von der Taströhrenseite aus als Tiefpaß zur Ableitung der Tonfrequenzen und erhöht die Stabilität der Univibratoren.

Zweck der Filter ist es, das bei natürlichen Musikinstrumenten vorhandene allmähliche Abklingen der angestoßenen Schwingungen (Luftsäule, Saite) und das zwar kürzere, jedoch allmähliche Anschwingen der Klänge nachzubilden. Das wird dadurch erreicht, daß man die Rechteckimpulse des Taktgebers schwache Integrierglieder $R_{5.7}$ bis $R_{11.7}$, $C_{5.4}$ bis $C_{11.4}$ mit einer Zeitkonstante von $1 \cdot 10^{-2}$ s und stärkere Differenzierglieder $C_{5.5}$ bis $C_{11.5}$, $R_{5.9}$ bis $R_{11.9}$ mit einer Zeitkonstante von 3 bis $7 \cdot 10^{-1}$ s durchlaufen läßt. Damit werden gleichzeitig die Pausen gebildet, denn die Taströhren sperren, wenn die Öffnungsimpulse auf den Wert

$$U = U_{max} - (U_2 - U_1) - \hat{U}_{osz}$$

abgefallen sind (s. Bild 6), während der nächste Ton erst mit Beginn des nachfolgenden Rechteckimpulses anklingt.

Die Dioden $Rö_{12}$ bis $Rö_{15}$ unterdrücken die negativen Differenzierspitzen, da wegen der Koinzidenz zwischen negativem Rückkippimpuls eines Univibrators und positivem Umkippimpuls des nachfolgenden keine Öffnung der Taströhre erfolgen würde, wenn mehrere aufeinanderfolgende Univibratoren auf eine Taströhre arbeiten (z. B. Töne 2 und 3 oder 5, 6 und 7).

Betriebserfahrungen mit dem Generator haben übrigens ergeben, daß die für den Techniker so reizvolle Instrumentennachbildung nicht unbedingt anzustreben ist. Man sollte sich vielmehr bemühen, die zahlreichen Möglichkeiten der Klanggestaltung auszunutzen, die elektronische Generatoren bieten, und ein ansprechendes, spezifisch „elektronisches" Klangbild zu schaffen. Aus diesem Grunde wurden kürzlich Versuche unternommen, durch Änderung der Tastfilter und durch Einschalten eines Hochpaßfilters zwischen Taströhren und Endröhre andere Motivbilder zu schaffen, die jedoch noch nicht abgeschlossen sind.

Der Endverstärker

Der Endverstärker ist ein mit 1/2 ECC 81 bestückter drosselgekoppelter Katodenbasisverstärker, der durch regelbare Katodengegenkopplung so eingestellt wird, daß dem Generator ein Signal mit dem Pegel ±0 dB entnommen werden kann. Der Ausgangswiderstand des Generators beträgt etwa 25 Ω. Zur Unterdrückung der höchsten Harmonischen im Motiv erhält die Endstufe eine zusätzliche Spannungsgegenkopplung mit $C_{4.2}$.

Die Motivlampeneinheit

Um den Anschluß mehrerer Teilnehmer an den Generator überhaupt zu ermöglichen, muß gewährleistet werden, daß

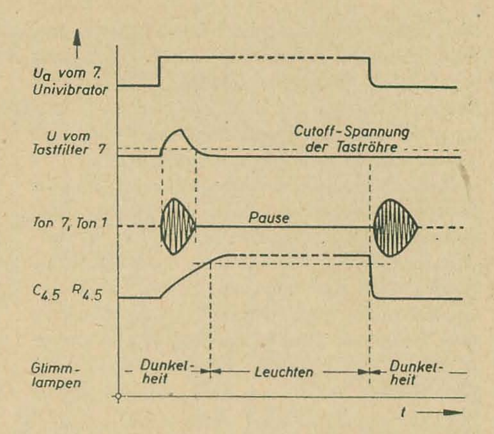


Bild 7: Arbeitsweise der Motivlampeneinheit

sich bei arbeitendem Taktgeber weitere Teilnehmer nur in den Motivpausen an den Generator anschalten oder von ihm trennen. Hierzu seien zwei bewährte, experimentell erprobte Möglichkeiten angegeben.

Der einfachste Weg ist der, daß man die Modulationsleitungen direkt mit den Sendeschaltern vom Generator trennt bzw. an ihn anschließt und durch Lichtsignale neben den Sendeschaltern angibt, wann geschaltet werden darf. Wegen ihrer Einfachheit und Betriebssicherheit wurde diese Lösung im beschriebenen Gerät verwendet. Als Lichtsignale werden Kleinglimmlampen benutzt, die in den Motivpausen aufleuchten bzw. ständig leuchten, wenn der Generator zwar betriebsbereit ist (Thermokontakt t_1 geschlossen), der Taktgeber jedoch nicht arbeitet. Bild 7 erläutert die Arbeitsweise dieser Motivlampenstufe. Die Speisespannung für die Motivlampen fällt am Arbeitswiderstand $R_{4.6}$ einer gleichstromgekoppelten Triodenstufe mit vorgeschaltetem Integrierglied $R_{4.5}$, $C_{4.5}$ (T = 2 s) ab, die vom positiven Rechteckimpuls des siebenten Univibrators über den Spannungsteiler $R_{11.10}$, $R_{11.11}$ gesteuert wird. Arbeitet der Taktgeber nicht, so erhält die Motivröhre über Kontakt b_2 eine geringere negative Gittervorspannung als sonst, so daß die Glimmlampe ständig leuchtet. Die Diode (1/2 $Rö_{15}$) dient zur schnellen Löschung der Glimmlampe am Ende des siebenten Rechteckimpulses. Um die Glimmlampen einseitig an Erde legen zu können, wurde im gesamten Gerät der höchste positive Anodenspannungspol geerdet.

Beim Benutzen dieser Motivlampeneinheit zur Schaltkoordinierung ist der Einbau einer Löschkette $Gr_{5.1}$, $C_{5.7}$, $R_{11.12}$ in den Taktgeber notwendig, die den siebenten Univibrator löscht, wenn nach Abschalten des letzten Teilnehmers am Motiv die Glimmlampe aufleuchtet und vor Verlöschen des siebenten Univibrators ein neuer Teilnehmer den ersten Univibrator zum Zünden bringt. Dann würden zwei Impulse den Taktgeber durchlaufen und das Motiv „polyphon" tasten. Durch die Löschkette wird jedoch der beim Umkippen des ersten Univibrators an der Anode des ersten Systems entstehende negative Impuls auf das Gitter des siebenten Univibrators übertragen, so daß dieser sofort in seine Ruhelage zurückkippt. $Gr_{5.1}$ soll die Auslösung des siebenten Univibrators beim Rückkippen des ersten verhindern. Die Entladung des Kondensators $C_{5.7}$ erfolgt über den „Leckwiderstand" des Gleichrichters.

Die zweite Methode verwendet zur Schaltung der Modulationsleitungen Relais, die selbsttätig in der nächsten Motivpause nach Bedienung der Sendeschalter die geforderte Schaltung durchführen. Sie zeichnet sich durch größte Bedienungssicherheit aus, ist jedoch wegen der zahlreichen zu verwendenden Relaiskontakte weniger betriebssicher und erfordert mehr Aufwand an Material und Netzleistung als die Motivlampenstufe. Bild 8 zeigt die Schaltung dieser Schaltstufe, die für jeden Teilnehmer ein besonderes Relais mit 30-kΩ-Wicklungswiderstand und 5 mA Anzugsstrom besitzt. Wird beispielsweise der Sendeschalterkontakt S_1 geschlossen, so fließt erst nach Umkippen des siebenten Univibrators von „Null" über S_1, die Relaiswicklung, Kontakt r_1 und Gleichrichter $Gr_{1.1}$ ein Strom, der das Relais anziehen läßt, so daß der Haltestrom für das Senderelais jetzt von „Null" über S_1, die Relaiswicklung Kontakt a_1 zur „—120-V"-Leitung fließen kann. Wird S_1 geöffnet, so fließt der Haltestrom über den Röhrenarbeitswiderstand, $Gr_{1.2}$, Kontakt a_2, die Relaiswicklung und Kontakt a_1 zum negativen Pol der Speisespannung. Erst nach Verklingen des siebenten Tones wird wegen des dann fließenden Schaltröhrenanoden-

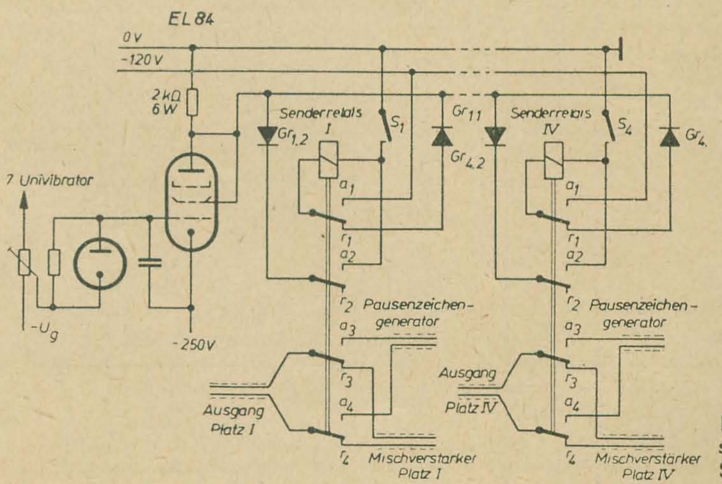


Bild 8: Modulationsschaltstufe für vier Sendeplätze

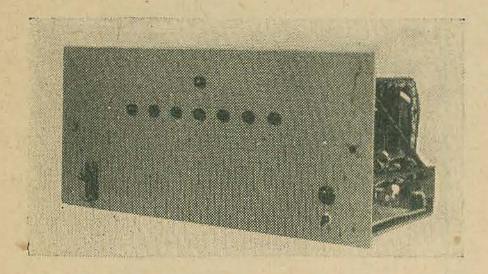


Bild 9: Vorderansicht des Gerätes. In der Mitte $Gl_{5.1}$ bis $Gl_{11.1}$ darüber $Gl_{4.1}$

stromes der Haltestrom abbrechen, so daß die geschalteten Relais abfallen werden. Da der notwendige Haltestrom der Relais etwa zwei Drittel ihres Anzugsstromes beträgt, wird der Spannungsabfall über dem Röhrenarbeitswiderstand auch dann nicht störend wirken, wenn alle vier Relais gleichzeitig über diesen Widerstand zu halten sind.
Die Schaltröhre (EL 84 in Triodenschaltung) ist so einzustellen, daß ihr Anodenstrom im leitenden Zustand ≈ 60 mA beträgt. Die Anodenverlustleistung beläuft sich dann auf 6 W. Der große Leistungsbedarf der gesamten Schaltstufe (etwa 15 W) wird ihre Anwendung wohl nur in seltenen Fällen vorteilhaft erscheinen lassen. Auf eine genügende Abfallverzögerung der Relais ist zu achten, damit die Kontaktfeder beim Verlassen des Kontaktes r_1 sicher nach a_1 gezogen wird.
Um nicht vom ersten Univibrator nach jeder Stufe eine Löschkette aufbauen zu müssen, wird man praktischerweise den Taktgeber ständig laufen lassen, was auch bei den meisten Studioanlagen technisch vertretbar sein wird. Will man den Taktgeber jedoch nur arbeiten lassen, wenn er benötigt wird, so ist es empfehlenswert, statt eines Ringtaktgebers eine durch einen Muttergenerator gesteuerte Univibratorenkette zu verwenden [3]. Hier werden die Impulse durch den Muttergenerator jeweils neu erzeugt und verlöschen nach Durchlaufen der Univibratorenkette. Allerdings sind die technischen Anforderungen an einen solchen Generator bezüglich zeitlicher Genauigkeit und Stabilität beim Anlaufen recht hoch.

Der Netzteil

Der Netzteil liefert

280 V= zur Speisung von Taktgeber und Endröhre,
140 V= zur Speisung von Tast- und Oszillatorröhren,
70 V= zur Speisung der Kontrollglimmlampen,

deren Minuspol jeweils miteinander verbunden ist. Zur Speisung der Kommandostufe und als Gittervorspannungsquelle dient eine Gleichspannung von 48 V, deren Mittelanzapfung am gemeinsamen Minuspol der Anodenspannung liegt. Um den Generator auch bei Kapazitätsverminderung der Siebelkos betriebsbereit zu halten, wurden alle Siebketten stark überdimensioniert. Wegen der Erdung des positiven Anodenspannungspoles achte man auf berührungssichere Befestigung von Alu-Elkos.

Für die Heizung von Endröhre und Taktgeber wurde eine besondere Heizwicklung von 12,6 V vorgesehen, so daß an die 6,3-V-Heizung nur die Tast- und Oszillatorröhren und die Filterdioden angeschlossen werden. Die Mittelanzapfung dieser Wicklung ist in der Nähe der Tasträhren mit dem Minuspol der Anodenspannungen zu verbinden.
Im allgemeinen wird die Netzspannung über das Relais N an den Generator angeschaltet. Mit Hilfe des Schalters $S_{0.1}$, der sonst verriegelt ist, kann das Gerät bei Reparatur- und Wartungsarbeiten direkt eingeschaltet werden. Auf eine besondere Betriebsanzeige konnte wegen der gut arbeitenden Motivlampenstufe verzichtet werden.

Der Aufbau

Das gesamte Gerät wurde als Studionormeinschub mit einer Chassisgrundfläche von 245 × 485 mm und einer Frontplattengröße von 238 × 520 mm aufgebaut. Die Frontplatte trägt die zur Wartung und Reparatur benötigten Schalter $S_{0.1}$ und $S_{0.2}$ die Sicherung $Si_{0.1}$ und die Glimmlampen $Gl_{4.1}$ bis $Gl_{11.1}$. Aus den Bildern 9 bis 11 sind Einzelheiten des Chassisaufbaues zu entnehmen. Die Abbildungen stammen aus einem früheren Entwicklungsstadium, so daß das am Haltewinkel für die Oszillatortrafos befestigte Lötbrett für die Schwingkreiskondensatoren nicht zu sehen ist. Da der Aufbau im großen und ganzen unkritisch ist und stark von der Art des geforderten Motivs abhängt, soll hier auf eine nähere Erläuterung verzichtet werden.

Der Abgleich

Vor Inbetriebnahme des Gerätes werden statt der Widerstände $R_{5.5}$ bis $R_{10.5}$ solche von etwa 15 MΩ eingelötet. Jetzt werden Stabilisatorquerstrom, Betriebsspannungen und Funktionsfähigkeit des Taktgebers kontrolliert und notfalls in Ordnung gebracht. Werden beim Einschalten des Taktgebers gleichzeitig mehrere Univibratoren gezündet, so ist dem Relaiskontakt a_1 zur Verminderung von Prellerscheinungen eine größere mechanische Vorspannung zu geben. Werden im Lauf der Zeit selbsttätig mehrere Univibratoren gleichzeitig gezündet, so kann die Ursache in großer Toleranz der Katodenwiderstände oder in gegenseitiger Kopplung der Univibratoren (Leitungen zu den Glimmlampen) zu finden sein. Eventuell genügt dann schon die Verblockung von $R_{5.6}$ bis $R_{11.6}$ mit 3-nF-Epsilankondensatoren.
Unter Verwendung eines Vergleichsgenerators wird nun mit Hilfe eines Katodenstrahloszillografen der Oszillator mit der höchsten Frequenz auf 600 Hz abgeglichen, indem man Lissajous-Figuren schreibt [2]. Dieser abgeglichene Generator wird nun der Normalgenerator, nach dem man die übrigen Oszillatoren im Frequenzverhältnis 6 : 5 und 4 : 3 durch Lissajous-Vergleich einrichtet. Die so eingestellten Frequenzverhältnisse zeichnen sich durch große Genauigkeit aus. Auch bei Netzspannungsänderungen von ±15% stimmen die Frequenzverhältnisse auf etwa 0,3%. Danach sind die Regler an den einzelnen Univibratoren auf einen Spannungssprung von 110 V_{ss} einzustellen.

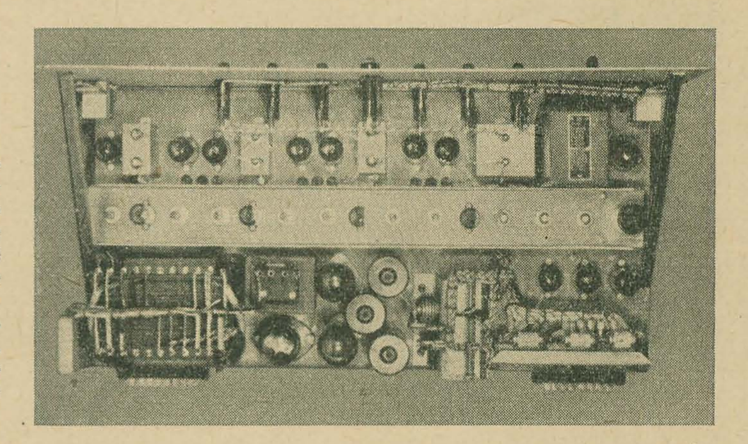


Bild 10: Chassisdraufsicht. Oben der Taktgeber, rechts der Endverstärker, auf dem Montagestreifen die Röhren 12 bis 15, die Trimmpotentiometer der drei Tongeneratoren und $R_{5.6}$ bis $R_{11.6}$. Rechts unten die Oszillatoreinheit, links daneben die Relais

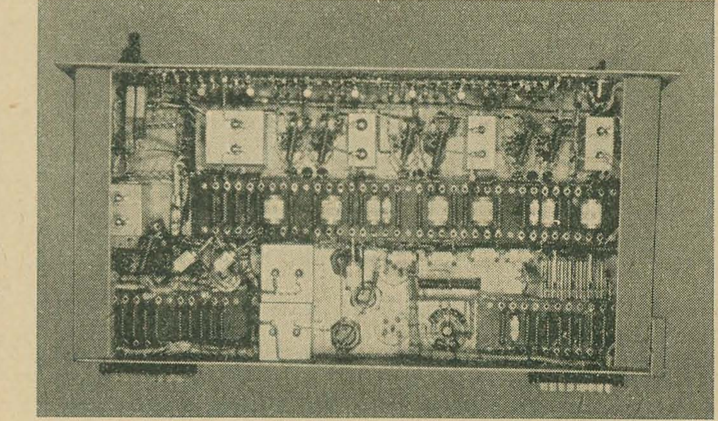


Bild 11: Chassisunteransicht. Oben, hochgestellt, das Lötbrettchen für die Univibratorbauteile; der Lötstreifen in der Mitte ist für die Tastfilterbauteile bestimmt, der links unten für 1/2 $R_{5.9}$ bis $R_{11.9}$ (3 MΩ). Der rechte Lötstreifen trägt die Bauteile der Kommando- und Gittervorspannungseinheit

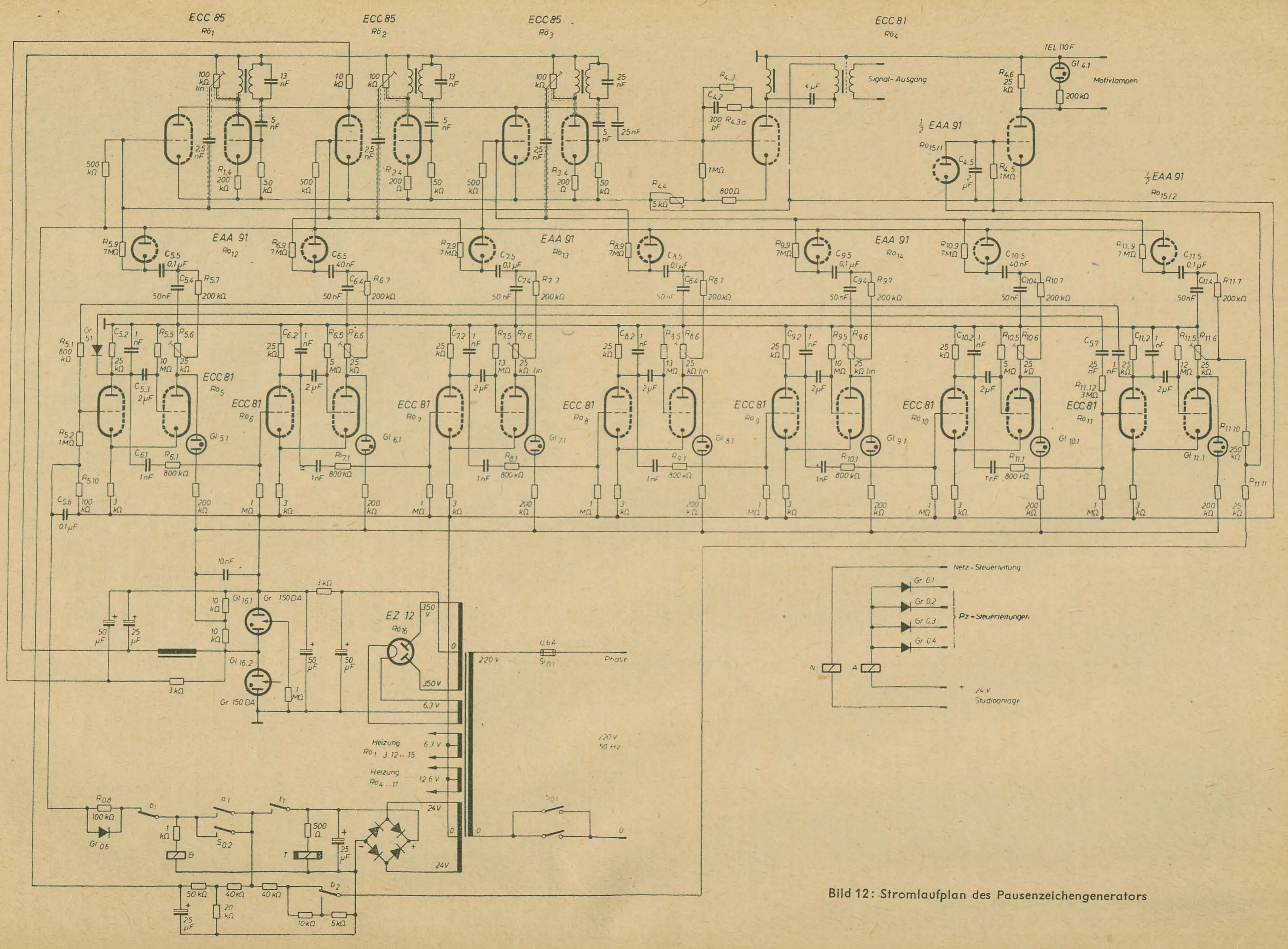


Bild 12: Stromlaufplan des Pausenzeichengenerators

Das Einrichten des Motivs wird nun nach rein subjektiver Bewertung ohne Meßmittel vorgenommen. Zuerst werden die Filter durch Änderung der Kapazitäten auf eine gefällige Hüllkurve grob abgeglichen, dann werden die Tastzeiten durch Änderung von $R_{5.5}$ bis $R_{10.5}$ so geändert, daß das Motiv rhythmisch einwandfrei getastet wird. Dabei benutzt man den siebenten Ton zweckmäßigerweise zum Tonlängenvergleich, da dessen Länge nur von den Filterdaten abhängt, während die Länge der übrigen Töne durch die Tastdauer der Univibratoren bestimmt wird. Nach Abgleich des Motivs wird durch Änderung von $R_{4.4}$ bzw. des Gegenkopplungszweiges $R_{4.3}$, $C_{4.2}$ der Motivpegel auf ± 0 dB eingestellt. Nun wird $R_{4.5}$ so geändert, daß die Motivlampe etwa eine Sekunde nach Verklingen des letzten Tones aufleuchtet, womit die Abgleicharbeiten vorerst abgeschlossen sind. Wegen der Alterung der Röhren 5 bis 11 und $R_{5.5}$ bis $R_{11.5}$ wird sich in den ersten Wochen eine mehrmalige Korrektur der Univibratortastzeiten notwendig machen.

Literatur

[1] Nachrichtentechnik Nr. 6 (1953) S. 282 bis 284.

[2] Czech, Der Elektronenstrahloszillograf S. 221 ff. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin.

[3] radio-mentor, Automatische Sortierung von Kohleschichtwiderständen, Abschn. Taktgeber. Nr. 2 (1957) S. 81.

[4] Kerkhoff-Werner, Fernsehen S. 115 bis 168. Philips Technische Bibliothek.

[5] RADIO UND FERNSEHEN Nr. 22 (1955) S. 680.

[6] RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1956) S. 107.

Dipl.-Ing. ROLF RIGÓ

Stand der Empfängerröhrenentwicklung in der DDR

In diesem Heft setzen wir unsere Veröffentlichungen von der 7. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar mit einem Beitrag fort[1]), dem der von Dipl.-Ing. Rolf Rigó in der Gruppe „Röhrentechnik" gehaltene Vortrag „Stand der Empfänger- und Katodenstrahlröhrenentwicklung in der Deutschen Demokratischen Republik und die internationalen Entwicklungsperspektiven" zugrunde liegt.

Es erscheint im gegenwärtigen Zeitpunkt zweckmäßig, einen Überblick über den erreichten Stand in der Entwicklung der Empfängerröhren zu geben, denn bei der klassischen Empfängerröhre, und diese soll hier nur behandelt werden, ist ein gewisser Abschluß erreicht worden, der in den gegebenen technologischen und physikalischen Möglichkeiten begründet liegt.

Durch die Entwicklung der Rundfunk- und vor allen Dingen der Fernsehtechnik zu den hohen Frequenzen hin wurden die Sockelröhren Ende der 40er Jahre durch die sockellosen Röhren abgelöst. Nach einigen tastenden Versuchen, die in Westdeutschland in der Rimlock- und Picoserie und bei uns in der Gnomserie ihren Ausdruck fanden, setzte sich Anfang der 50er Jahre sehr schnell die 7- und 9stiftige Miniaturröhrenserie durch, wobei die letztere auch als Novalserie bekannt geworden ist. Von dieser Serie wurden in den USA 1952 bereits 32 Typen hergestellt. Ihre Entwicklung geht bis 1939 zurück. In Europa tauchten die ersten Novalröhren 1949 in Frankreich als Lizenzbau auf. 1951 erfolgte der Durchbruch in Westdeutschland, es wurden die bekannten Typen EF 80, EF 85, EAA 91 und eine Reihe von P-Röhren für das Fernsehen propagiert. Wir hatten damals einen schlechten Überblick über die internationalen Arbeitsergebnisse, und so erklärt sich, daß bei uns die Entwicklung der Miniaturröhren relativ spät, erst 1953, einsetzte. Erschwerend war dabei, daß die Entwicklung der Gnomröhrenserie gerade abgeschlossen und viel Kapital dafür investiert war. Erleichternd wirkte, daß bereits im Oberspreewerk, dem heutigen VEB Werk für Fernmeldewesen, durch die Entwicklung einiger Spezialtypen auf Miniaturbasis und im VEB Funkwerk Erfurt durch die Entwicklung der 50-mA-Batterieröhrenserie eine gewisse Vorarbeit geleistet worden war. Ein umfangreiches Programm mußte bewältigt werden, um das Versäumte nachzuholen, und heute kann man feststellen, daß der Anschluß praktisch erreicht ist, wenn man von einigen Spezialtypen absieht. Die Rundfunk- und Fernsehempfänger können aus eigener Produktion praktisch genauso bestückt werden wie in Westdeutschland, dessen Weltniveau auf diesem Gebiet wohl kaum angezweifelt werden kann. Bild 1 zeigt einen statistischen Vergleich der in der Deutschen Demokratischen Republik und in der Deutschen Bundesrepublik angebotenen 7- und 9stiftigen Miniaturröhren (90er- und 80er-Serie), dem die Röhrentaschenbücher 1957 der Firmen Telefunken und Valvo und der RFT-Betriebe zugrunde liegen. In der Deutschen Demokratischen Republik werden danach z. Z. 33 verschiedene Typen E-Röhren, 10 verschiedene Typen P-Röhren, 16 verschiedene Typen U-Röhren, 7 verschiedene Typen D-Röhren mit 50 mA Heizstrom und 5 verschiedene Typen D-Röhren mit 25 mA Heizstrom angeboten. Die entsprechenden Zahlen für Westdeutschland sind 27 Typen der E-, 16 Typen der P-, 15 Typen der U-, 7 Typen der 50-mA-D- und 6 Typen der 25-mA-D-Serie.

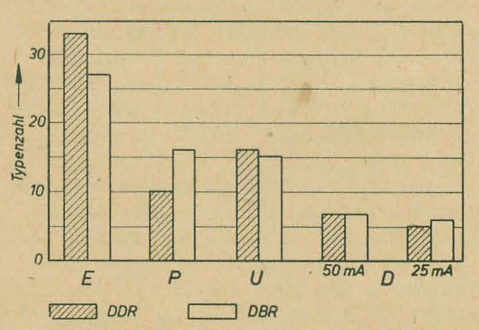


Bild 1: Vergleich der in der DDR und DBR angebotenen 7- und 9stiftigen Miniaturröhrentypen (Röhrentaschenbücher 1957)

Wenn auch der reine Zahlenvergleich nicht die Unterschiede der verschiedenen Fabrikationsprogramme erkennen läßt, so sind diese doch bei den Schwerpunkttypen vollkommen identisch. Die größere Zahl der in der Deutschen Demokratischen Republik gefertigten E-Typen läßt sich daraus erklären, daß ein Teil der P-Typen auch in die E-Serie mit übernommen wurde. In unserem Fertigungsprogramm fehlen z. Z. noch die EF 83, EL 95, PCC 88 und die DF 97, die aber alle in absehbarer Zeit auf dem Markt erscheinen werden.

Die Vorteile der Miniaturröhren gegenüber den alten Standardröhren seien nochmals kurz aufgezählt.

1. Kleine Abmessungen und damit Raumersparnis;
2. kleine Elektrodenkapazitäten sowie kleine Zuführungsinduktivitäten und -kapazitäten, kleine Elektrodenabstände und damit hohe Steilheiten und kurze Elektronenlaufzeiten, dadurch bedingt, große Eingangs- und Ausgangswiderstände bei hohen Frequenzen;
3. keine Verluste im Sockelmaterial und Störungen durch fehlerhafte Lötstellen im Sockel, damit Verbesserung der Tropenfestigkeit;
4. Robustheit durch gedrungenen Aufbau, dadurch geringere Störanfälligkeit gegen Stöße und Heraufsetzen der Klingfrequenz.

Anschaulich werden diese Vorteile, wenn man vergleichbare Typen verschiedener Entstehungsjahre miteinander vergleicht.

[1]) Siehe auch „Referate von der 7. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar" in den Nr. 15 und 18 (1957) sowie „Aufbau und Arbeitsweise von Relaisröhren" und „Schaltungen mit Relais- und Zählröhren" in Nr. 17 (1957).

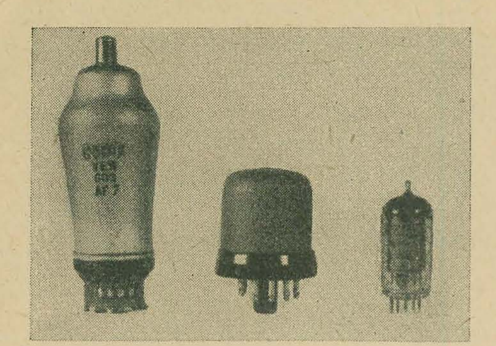


Bild 2: Größenvergleich der AF 7, EF 12, EF 86

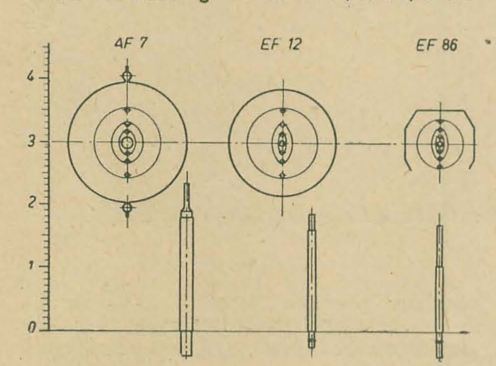


Bild 3: Systemquerschnitt der AF 7, EF 12, EF 86

Zunächst seien die Typen AF 7, EF 12 und EF 86, die in gleicher Weise eingesetzt werden können, miteinander verglichen. Alle drei Röhren haben fast die gleichen technischen Daten (vgl. Tabelle 1). Nur das Volumen und der Heizleistungsbedarf haben sich beträchtlich verkleinert. Im Bild 2 sind die Röhren noch einmal nebeneinander gestellt. Noch interessanter ist der Vergleich ihrer Systemabmessungen (Bild 3).

Tabelle 1

Technische Daten der Pentoden AF 7, EF 12, EF 86

	AF 7	EF 12	EF 86	
Volumen	85	35	16	cm³
Heizleistung	2,6	1,26	1,26	W
U_a	250	250	250	V
U_{g2}	100	100	140	V
U_{g1}	−2	−2	−2	V
I_a	3	3	3	mA
S	2,1	2,1	2,0	mA/V
R_i	2	1,5	2,5	MΩ

Der Katodendurchmesser wurde bei der EF 12 und der EF 86 auf die Hälfte gegenüber der AF 7 reduziert. Die aktive Katodenoberfläche ist bei der EF 12 nur 47% der AF 7 und ging bei der EF 86 noch auf $^2/_3$ der EF 12 zurück. Der Gitter-Katoden-Abstand betrug bei der AF 7 0,32 mm, bei der EF 12 0,2 mm und ist bei der EF 86 nur noch 0,12 mm groß. Ähnlich sind die Verhältnisse bei den übrigen Gittern und den Anoden, wie man der Abbildung entnehmen kann. Auch die wirksamen Gesamthöhen der Systeme verringerten sich von 24 mm bei der AF 7 auf 22 mm bei der EF 12 und 13,5 mm bei der EF 86. Anschaulich wird dies besonders bei einem grafischen Vergleich (Bild 4). Hier sind Röhrenvolumen, Heizleistung, aktive emittierende Katodenoberfläche, Gitter-Katoden-Abstand und Innenwiderstand im prozentualen Verhältnis über die drei Röhrentypen aufgetragen. Die Maximalwerte entsprechen 100%.

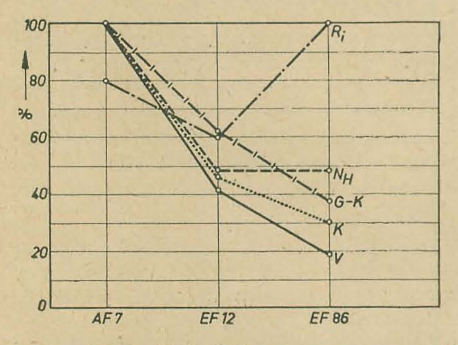


Bild 4: Vergleich von Röhrenvolumen, Heizleistung, aktiver emittierender Katodenoberfläche, Gitter-Katoden-Abstand und Innenwiderstand der AF 7, EF 12, EF 86

Ein ähnliches Bild gibt der Vergleich der steilen HF-Pentoden EF 14, EF 80, 6 AK 5 (EF 95) und EF 762 (Bild 5).

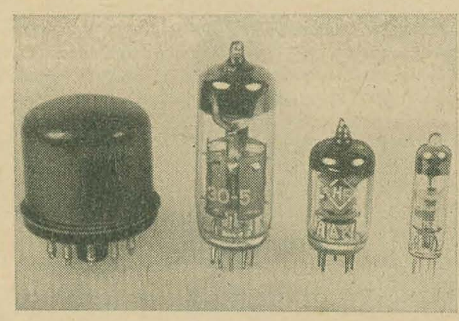


Bild 5: Größenvergleich der EF 14, EF 80, 6 AK 5, EF 762

Auch hier entsprechen sich die technischen Daten weitgehend, aber die Volumen- und die Heizleistungsverminderung sind sehr groß (Tabelle 2).

Tabelle 2

Technische Daten der steilen Pentoden EF 14, EF 80, 6 AK 5, EF 762

	EF 14	EF 80	6 AK 5	EF 762	
Volumen	35	18	8	2	cm³
Heizleistung	2,84	1,89	1,1	0,95	W
U_a	250	250	180	100	V
U_{g2}	200	250	120	100	V
U_{g1}	−5	−3,5	−2	−1,5	V
I_a	12	10	7,7	7,5	mA
S	7	6,8	5,1	5	mA/V
$\frac{S}{c_a + c_e}$	0,43	0,63	0,835	0,74	

Auch hier ist ein Vergleich der mechanischen Abmessungen interessant. Bei sämtlichen Röhren werden Profilkatoden verwendet, deren kleine Achsen bei 1,0; 0,8; 0,6 und 0,75 mm liegen. Die Gitter-Katoden-Abstände verändern sich von 0,2 mm bei der EF 14 auf 0,12 mm bei der EF 80 und auf 60 μ bei der 6 AK 5 und der EF 762. Die Bauhöhen der Systeme betragen 22; 13; 8,7 und 9 mm. Die mechanischen Abmessungen liegen bei der äußerlich kleineren EF 762 etwas günstiger als bei der 6 AK 5, weil es gelungen ist, die wirksame Katodenoberfläche gegenüber der 6 AK 5 zu erhöhen, wobei allerdings ein geringer Rückgang des

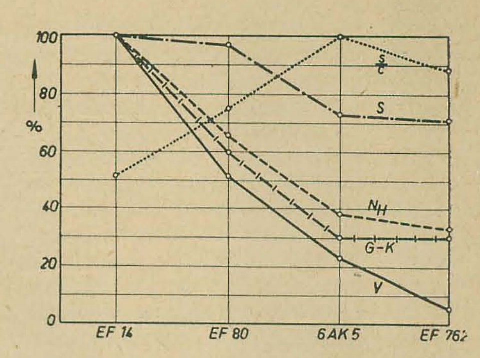


Bild 6: Vergleich des S/C-Verhältnisses, der Steilheit, Heizleistung, Gitter-Katoden-Abstand und des Volumens der EF 14, EF 80, 6 AK 5, EF 762

S/C-Verhältnisses in Kauf genommen werden mußte. Der grafische Vergleich zeigt auch hier das Erreichte (Bild 6).

Die Entwicklung der Batterieröhren ist selbstverständlich den gleichen Weg gegangen. Im Bild 7 sind die Röhren KF 4, DF 11, DF 191 (DF 91), DF 96 und DF 669 (5678) nebeneinandergestellt. Hier ist die Volumenverminderung der Schwerpunkt, wie man dem Vergleich der technischen Daten entnehmen kann (s. Tabelle 3). Die entscheidende Heizleistungsverminderung, die die Kernfrage aller tragbaren Batteriegeräte ist, hatte man schon bei der DF 11 erreicht. Das ist beachtenswert, wenn man bedenkt, daß diese Röhre bereits 1940 erschienen ist. Selbst die 13 Jahre jüngere DF 96 braucht für einen 30%igen Steilheitsgewinn einen 2,5fachen Anodenstrom. Dagegen zeigt die DF 669, mit der DF 191 (DF 91) verglichen, einen eindeutigen Fortschritt, denn bei ihr konnte trotz einer um 10% verminderten Heizleistung bei halbem Anodenstrom die Steilheit um über 20% erhöht werden.

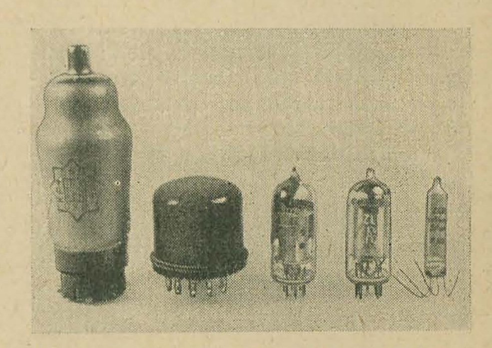


Bild 7: Größenvergleich der KF 4, DF 11, DF 191 (DF 91), DF 96, DF 669

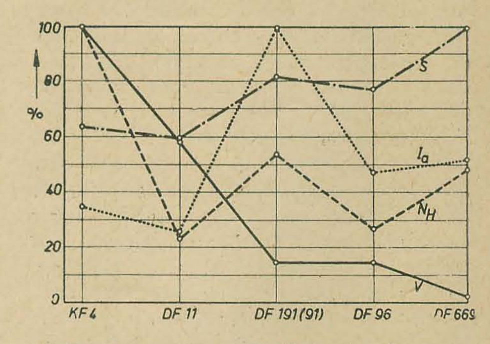


Bild 8: Vergleich von Steilheit, Anodenstrom, Heizleistung und Volumen der KF 4, DF 11, DF 191 (DF 91), DF 96, DF 669

Ebenso zeigt auch die DF 96 gegenüber der DF 191 (DF 91) eine klare Verbesserung. Auch hierzu gibt der grafische Vergleich ein aufschlußreiches Bild (Bild 8).

Tabelle 3

Technische Daten der Batteriepentoden KF 4, DF 11, DF 191 (DF 91), DF 96, DF 669

	KF 4	DF 11	DF 191 (DF 91)	DF 96	DF 669	
Volumen	60	35	9	9	1,5	cm^3
Heizleistung	130	30	70	35	62,5	mW
U_a	90	90	90	85	67,5	V
U_{g2}	90	50	67,5	64	67,5	V
U_{g1}	—0,5	0	0	0	0	V
I_a	1,2	0,65	3,5	1,65	1,8	mA
S	700	650	900	850	1100	μA/V
R_i	1300	1000	500	1000	1000	kΩ

Mit den bei den Vergleichen gezeigten letzten Entwicklungsstufen sind zum größten Teil die natürlichen Grenzen erreicht. Eine weitere Verkleinerung der Abmessungen kann bei den gegebenen Forderungen nicht mehr erwartet werden. Die Katodenstromdichte kann bei unseren normalerweise verwendeten Oxydkatoden nicht weiter erhöht werden, ohne die Lebensdauer herabzusetzen. Auch die zulässigen Elektrodentemperaturen können nicht überschritten werden, da sonst durch Rückheizung auf die Katode der Betrieb der Röhre unstabil werden würde und außerdem die Gefahr der Abdampfung aus den Elektrodenmaterialien und die damit verbundene Isolations- und Vakuumverschlechterung auftreten würde. Als Grenzbelastung wird für eine Röhre ohne Zwangskühlung eine Belastung von etwa 0,75 W pro cm^3 Röhrenvolumen angegeben. Für Röhren mit forcierter Luftkühlung kann man den doppelten Wert ansetzen. Bild 9 zeigt diese spezifische Volumenbelastung einiger Röhren. Die Grenze ist teilweise schon erreicht oder, wie bei der EC 760, sogar weit überschritten. Für diese Röhre muß schon die Wärmeableitung künstlich verstärkt werden. Wenn man das Gesagte berücksichtigt, erkennt man, daß in der bekannten Röhrentechnologie des konzentrischen Röhrenaufbaues mit der augenblicklichen Oxydkatode keine grundsätzliche Weiterentwicklung zu erwarten ist. Auch im Ausland sind keine Perspektiven in dieser Richtung zu erkennen. Es sind z. Z. lediglich Bestrebungen im Gange, um die Zuverlässigkeit der Röhren durch Verbesserung der Reinheit der Materialien, durch Verfeinerung der Fertigungsverfahren, besonders im Hinblick auf die Rationalisierung und Erhöhung der Sauberkeit, und durch Vermehrung der Fertigungskontrollen zu erhöhen.

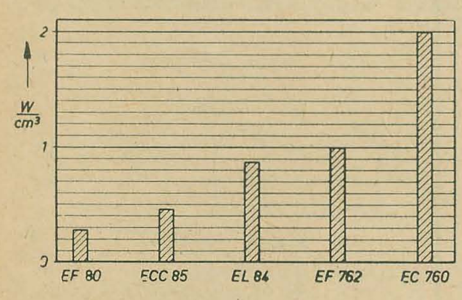


Bild 9: Die spezifische Volumenbelastung einiger Röhrentypen

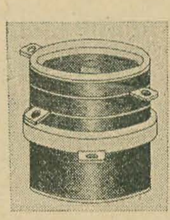
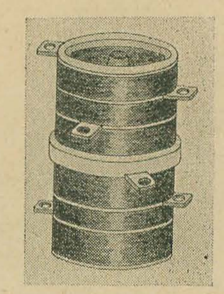
Es bleibt dabei abzuwarten, wie weit sich für bestimmte Zwecke auch die Subminiaturröhren als Empfängerröhren durchsetzen werden. Zunächst werden sie praktisch nur für kommerzielle Zwecke eingesetzt.

Es muß noch auf eine Tendenz hingewiesen werden, die sich neuerdings in der Entwicklung von Röhren für niedrigste Betriebsspannung bemerkbar macht, wenn auch hierbei keine technologischen Neuheiten vorliegen. Angestoßen wird diese Entwicklung von dem Wunsche, Röhren mit dem Vorzug ihrer Einsatzmöglichkeit auch bei sehr hohen Frequenzen und Transistoren mit dem Vorzug der niedrigen Betriebsspannungen gemeinsam in einem Empfänger betreiben zu können, ohne dabei besonders hohe Spannungen für den Röhrenbetrieb erzeugen zu müssen. Darüber hinaus kann man in Autoempfängern und in tragbaren Geräten die Umformerteile einsparen, die einerseits die Geräte verteuern und andererseits die Störanfälligkeit erhöhen. Von diesen Röhren werden z. Z. sechs verschiedene Typen in den USA von den Firmen Sylvania und Tung-Sol und vier verschiedene Typen in Europa von Telefunken und Philips angeboten. Nähere Einzelheiten können dem Beitrag von F. Kunze, Röhren für extrem niedrige Betriebsspannungen [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1957) Seiten 355/356] entnommen werden.

Es wurde schon eingangs festgestellt, daß eine Verschiebung der Röhrenanwendungsgebiete nach immer höheren Frequenzen hin stattfindet. Möglichst kurze Laufzeiten und ein möglichst gutes S/C-Verhältnis sind dafür eine Bedingung. Dieses kann man aber nur durch sehr kleine Gitter-Katoden-Abstände erreichen. Für normale Wickelgitter kann man zur Erzielung der notwendigen Stabilität nicht unter einen Wickeldrahtdurchmesser von 25 μ gehen. Dieser erfordert wiederum eine Steigung von wenigstens rund 100 μ, um eine genügende Durchlässigkeit zu erzielen. In der ersten Näherung soll aber auch der Abstand Katode-Gitter nicht kleiner als die Gittersteigung sein, so daß die Grenze in dieser Technologie praktisch gegeben ist.

Man versucht nun, mit Hilfe der Spanngittertechnik weiter zu kommen. Bei ihr kann ein sehr dünner Gitterwickeldraht benutzt werden, da dieser nicht wie bei den normalen Gittern zur Stabilität des Gitters beiträgt. Es werden Wickeldrähte bis herab zu 7 μ Durchmesser benutzt, die auf einen Rahmen gewickelt und durch Lot befestigt werden. Man kann bei diesen Gittern naturgemäß bedeutend engere Steigungen anwenden und damit auch den Abstand Gitter-Katode auf einige Zehner μ verringern, wenn man dabei noch Spezialkatoden mit besonders glatten Oberflächen verwendet. Die in letzter Zeit erschienenen E 180 F, EC 93, E 88 CC und PCC 88 haben bereits Gitter in der Spanngittertechnik. Die PCC 88 wird dabei besonders für die Eingangsstufe von Fernsehempfängern propagiert.

Diese Technik wird in immer stärkerem Maße bei Höchstfrequenzröhren angewendet werden, und sie bietet gleichzeitig die Möglichkeit, auf eine automatische Röhrenmontage überzugehen. Die konsequente Weiterführung dieses Gedankens führt zum Typ der Schichtröhre, die auch bereits in einigen Exemplaren als Metall-Keramikröhre aufgetaucht ist. Bei ihr werden die Elektroden abwechselnd mit Distanzringen aus keramischem Material aufeinandergeschichtet und vakuumdicht verlötet. Als Elektrodenmaterial wird bei diesen Röhren zum Teil Titan verwendet, das bei höheren Temperaturen eine gute Getterwirkung besitzt. Man kann so in diesen Röhren das Getter wegfallen lassen. Sie vertragen hohe Umgebungstemperaturen bis zu 300° C.




Bild 10: Titan-Keramik-Röhren der Firma Eimac

Die Firma Eimac propagiert davon z. Z. drei Typen (Bild 10): Eine Doppeltriode CD 16, die bei 250 V Anodenspannung einen Anodenstrom von 9 mA hat. Bei einer Beschleunigung mit 15 g in jeder Richtung ist die Störspannung an einem 2-kΩ-Anodenwiderstand in einem Frequenzbereich von 0 bis 2000 Hz kleiner als 75 mV.

Eine steile Pentode CD 18, die mit einer Anoden- und Schirmgitterspannung von 120 V und einem Katodenwiderstand von 200 Ω arbeitet. Bei ihr ist die an einem Anodenwiderstand von 10 kΩ auftretende Störspannung kleiner als 100 mV im Bereich von 20 bis 2000 Hz bei einer Beschleunigung von ebenfalls 15 g in jeder Richtung.

Die dritte Röhre ist dem Anschein nach eine Diode-Triode. Nähere Angaben liegen nicht vor.

Der Durchmesser dieser Röhren ist 18 mm, über alles 26 mm; die Höhe der Doppeltriode 18,6 mm, mit Pumpstengel 22 mm.

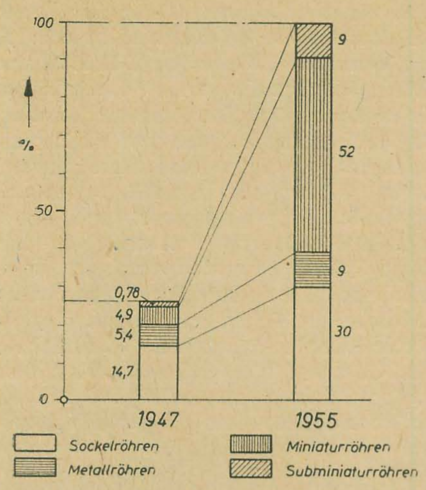


Bild 11: Vergleich der Empfängerröhrenfertigung in den USA 1947 und 1955

Zusammenfassend kann man für die Empfängerröhren feststellen, daß unsere derzeit auf dem Markt befindlichen Röhren dem internationalen Leistungsstand entsprechen und daß wir bei genügender Aufmerksamkeit den Anschluß an die internationale Entwicklung halten werden. Aufschlußreich über die geleistete Arbeit ist ein Vergleich der amerikanischen Röhrenproduktion mit unserer in Hinsicht auf die Miniaturröhrenfertigung (Bild 11).

Es sind dabei Zahlen zugrunde gelegt, die dem Industrierapport aus dem Oktoberheft 1956 der Zeitschrift „electronics" entnommen sind. Verglichen wird dabei die Röhrenfertigung in den USA im Jahre 1955 mit der im Jahre 1947, als Vergleichsmaßstab dient der Anteil der Röhren im Verhältnis ihrer Fabrikabgabepreise. Der Verkaufswert stieg von 86,5 Millionen Dollar 1947 auf 336 Millionen Dollar 1955, also auf rund den vierfachen Betrag.

Von den 1955 verkauften Empfängerröhren sind

52% Miniaturröhren = 174,7 Mill. Dollar,
30% Sockelröhren = 100,8 Mill. Dollar,
9% Subminiatur- u. Eichelröhren = 30,25 Mill. Dollar,
9% Metallröhren = 30,25 Mill. Dollar.

1947 waren es dagegen nur

19% Miniatur- und Eichelröhren = 16,4 Mill. Dollar,
3% Subminiaturröhren = 2,6 Mill. Dollar,
57% Sockelröhren = 49,4 Mill. Dollar,
21% Metallröhren = 18,1 Mill. Dollar.

Die absolute Steigerung beträgt dabei bei den Miniatur- und Subminiaturröhren den rund zehnfachen Betrag.

Bei uns war die Entwicklung noch einschneidender. Während 1952 praktisch noch keine Miniaturröhren gefertigt wurden, waren es 1956 bei vorsichtiger Schätzung mindestens 75% der Gesamtfertigung.

Literatur

R. Weinheimer, Miniaturröhren für Wechselstrom und Allstrom, Funk-Technik Nr. 4 (1952).

F. Kunze, Röhren für extrem niedrige Betriebsspannungen, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1957) S. 355/356.

Anonym, Metal Ceramic Miniatures, electronics, August 1956, Seiten 220 und 222.

Röhrentaschenbuch 1957 der Firma Valvo GmbH, Hamburg.

Röhrentaschenbuch 1957 der Firma Telefunken GmbH.

Röhrentaschenbuch 1957 der RFT-Betriebe, DDR.

Triple-twin-Röhren

Mehrfache Anfragen, was die sogenannten „Triple-twin-Röhren" sind und wie sie verwendet werden können, veranlassen uns, etwas über diese Röhren zu sagen, obwohl sie bereits überholt sind.

Vor mehr als 20 Jahren erschienen in den USA sogenannte „Triple-twin-Röhren", bei denen zwei Triodensysteme in einem Röhrenkolben vereint sind — eine Treiberstufe und ein Endsystem — und die mit einem bei Trioden ungewohnten Wirkungsgrad (η bis zu 50%) arbeiteten. Sie hatten eine eigenartige Innenschaltung: Die Katode des ersten Systems war mit dem Gitter des zweiten Systems in der Röhre direkt verbunden. Beide waren von außen nicht zugänglich, sondern ein Widerstand stellte die Verbindung innerhalb der Röhre mit der Katode des zweiten Systems her (s. Bild 1). Zeichnet man die Schaltung um (s. Bild 2), so löst sich das Rätsel. Die erste Stufe ist eine Anodenbasis-(Katodenfolge-)Stufe. Durch die direkte Verbindung des Gitters des zweiten Systems mit der Katode des ersten Systems erhalten beide das gleiche

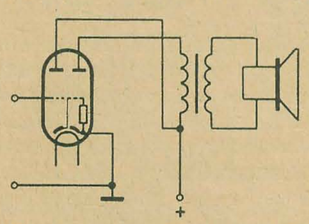


Bild 1: Schaltung einer Triple-twin-Röhre

Potential; nur daß es beim ersten System als negative Gittervorspannung; beim zweiten System als positive Gittervorspannung in Erscheinung tritt. Die Endstufe ist ein Triodensystem mit kleinem Durchgriff und wird weit in den positiven Gitterspannungsbereich ausgesteuert. Unter normalen Verhältnissen würde das große Verzerrungen bedeuten. Durch den nicht überbrückten Katodenwiderstand findet aber eine starke Stromgegenkopplung und Entzerrung statt.

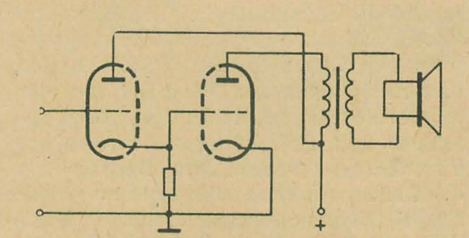


Bild 2: Schaltung von Bild 1 umgezeichnet

Die hauptsächlichsten Vertreter der Triple-twin-Röhren sind die 6 N 6 und die gleichwertige 6 B 5. Das erste System erhält keine besondere Gittervorspannung; durch den eingebauten Katodenwiderstand wird ja automatisch der Arbeitspunkt bestimmt. Bei $U_a = 300$ V beträgt $I_{aI} = 8$ mA; $I_{aII} = 45$ mA. Das zweite System, also die Leistungstriode, hat einen Durchgriff von 1,7%, eine Steilheit von 2,4 mA/V und einen Innenwiderstand von 24 kΩ. Bei einem Außenwiderstand von 7 kΩ beträgt die Sprechleistung 4 W. Weitere Triple-twin-Röhren sind die Typen 2 B 6, 6 AB 6, 6 AC 6, 7 F 8, 25 B 5, 25 N 6, 291, 293 und 295.

Noch bessere Ergebnisse erhält man mit Triple-twin-Röhren, wenn man mit zwei Röhren eine Gegentaktstufe aufbaut. Mit $U_a = 400$ V erhält man mit zwei Röhren 6 N 6 bei einem Außenwiderstand von 10 kΩ von Anode zu Anode eine Sprechleistung von 20 W! I_{aI} beträgt in diesem Fall 4,5 mA, I_{aII} 40 mA je Röhre. Die Gittervorspannung, die sich hierbei einstellt, beträgt 13 V. Durch den eingebauten Katodenwiderstand fließt der Anodenstrom des ersten Systems und der Gitterstrom des zweiten. Es ist somit

$$R_k = \frac{U_g}{I_{aI} + I_{gII}} = 2{,}5\ \text{k}\Omega.$$

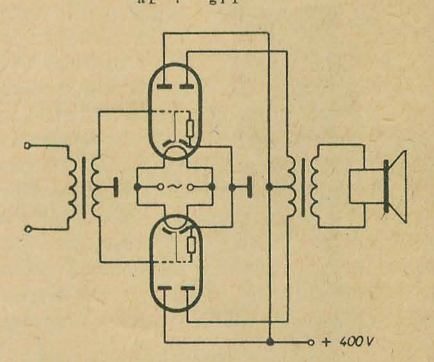


Bild 3: Gegentaktstufe mit zwei Triple-twin-Röhren

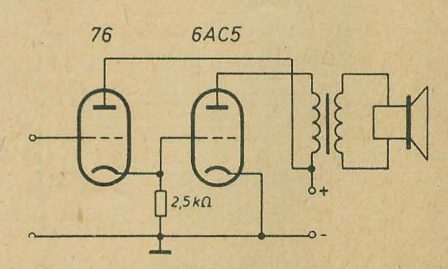


Bild 4: Schaltung einer Triple-twin-Stufe aus zwei Einzelröhren

20 W ist eine beträchtliche Sprechleistung, die man in der damaligen Zeit mit keiner anderen Röhre und Schaltung erhalten konnte. Das bedeutet einen Anodenwirkungsgrad von 56%! Hinzu kommt noch, daß sich bei einer Gegentaktstufe die Verzerrungen durch die zweite Harmonische, die ja bei Trioden vorherrschen, gegenseitig aufheben, so daß ein solcher Gegentaktverstärker verzerrungsarm arbeitet.
Es hat auch Röhren gegeben, mit denen man die gleiche Schaltung, wie sie in der Triple-twin-Röhre vorliegt, mit zwei Einzelröhren aufbauen kann (s. Bild 4). Als Vorröhre wird hierbei die 76 oder 6 P 5 verwendet und als Endröhre die 6 AC 5. Die Daten dieser Röhre sind:

76 = 6 P 5: $U_a = 250$ V, $U_{g1} = -13$ V, $I_a = 5$ mA, $S = 1{,}45$ mA/V; $\mu = 14$.
6 AC 5: $U_a = 250$ V, $U_{g1} = +13$ V, $I_a = 32$ mA, $S = 5$ mA/V, $\mu = 125$.

Die Triple-twin-Röhren sind heute überholt. Bereits durch die Einführung der Endpentoden hatten sie ihre Bedeutung verloren. Und die heutigen Empfänger mit ihrem besonders hochgezüchteten Niederfrequenzteil — Gegenkopplung, Raumklang, Ultralinearschaltung, Hi-Fi-Verstärker usw. — machen die Triple-twin-Röhren überflüssig und sind den Triple-twin-Verstärkern überlegen. In vielen amerikanischen Röhrenkatalogen sind die Triple-twin-Röhren gar nicht mehr aufgeführt, und wenn, dann unter „obsolete types" (veraltete Typen). Als ein Versuch aus der Kinderzeit des Rundfunks, brauchbare Kraftverstärker mit einfachen Mitteln zu erhalten, sind sie aber auf jeden Fall interessant.

Fritz Kunze

Mitteilung aus der Forschungs- und Entwicklungsstelle des VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow

Bauelemente für die Funkentstörung von Zündanlagen

Nach der Verordnung über Hochfrequenzanlagen vom 28. 8. 1952 müssen alle Anlagen, die Hochfrequenz als unbeabsichtigte Nebenwirkung erzeugen, im Frequenzbereich von 10 kHz bis 3000 MHz entstört werden. Zu dieser Gruppe von Funkstörern gehören auch die Zündanlagen von Ottomotoren, die stationär oder in Kraftfahrzeugen eingebaut betrieben werden. Die gesetzlich vorgeschriebene Grundentstörung dieser Zündanlagen erfolgt gemäß VDE 0879 durch an geeigneten Stellen eingeschaltete Dämpfungswiderstände. Es lag also nahe, daß sich der VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow, als Spezialbetrieb für Widerstände, mit der Entwicklung von Entstörwiderständen befaßte. Die Anforderungen die an Entstörwiderstände gestellt werden, sind gegenüber denen an normale Widerstände recht hoch. Außer einer starken thermischen Belastung, der diese Widerstände z. B. in der Zündkerze oder im Zündkerzenstecker ausgesetzt sind, tritt eine hohe elektrische Impulsbeanspruchung auf. Dabei erreichen die Stromspitzen Werte bis zu 1 A, so daß an den Enden von Widerständen mit 9 kΩ Scheinwiderstand Spannungsspitzen bis zu 9 kV auftreten. Die Impulse sind jedoch sehr schmal, und die Impulsfrequenz ist kleiner als 100 Hz. Trotz der hohen Spitzenwerte von Strom und Spannung reichen also die mechanischen Abmessungen eines 0,5-W-Widerstandes thermisch aus. Schwierigkeiten verursacht hier hauptsächlich die Überschlagsfestigkeit.
Normale Schichtwiderstände aus Glanzkohle mit eingeschliffener Wendel kommen für die Entstörung von Zündanlagen nicht in Frage, da sie infolge der hohen Wendelspannungen den Impulsbeanspruchungen nicht gewachsen sind.
Aus diesem Grunde wurden anfangs ausschließlich Drahtwiderstände verwendet, die auf einem Keramikkörper von 4 mm Durchmesser aus 0,2 mm starkem Chrom-Nickel-Draht gewickelt waren. Der auftretende Skineffekt ist unbedeutend, da die Eindringtiefe bei 300 MHz noch in der Größenordnung des Drahtdurchmessers liegt. Ein entscheidender Nachteil dieser Drahtwiderstände ist, daß sie bei einem Drahtbruch durch Überschlagsfunken schnell und völlig zerstört werden und damit ein Aussetzen der Zündanlage hervorrufen. Bei abgeschirmten Kerzenentstörsteckern treten außerdem durch die Kapazität zwischen Schirm und Wicklung an der Drahtoberfläche bisweilen so hohe Feldstärken auf, daß die Drahtwicklung durch Ozon und Nitrosegase, die sich dabei bilden, langsam zerstört wird.
Alle Widerstände, bei denen die stromführenden Substanzen an der Oberfläche liegen und nicht gegen Sauerstoffzutritt geschützt sind, eignen sich wegen der Impulsbeanspruchungen nicht als Entstörelemente. Am besten lassen sich hierfür die neuen Volumenwiderstände verwenden. Das sind Widerstände, die den Strom über den ganzen Querschnitt leiten, bei denen also die gegen Sauerstoffeinwirkung ungeschützte stromführende Außenhaut nur einen kleinen Bruchteil des Gesamtquerschnitts darstellt. Sie bestehen aus einem organischen oder anorganischen Trägergerüst, in dem die metallischen bzw. nichtmetallischen Leitstoffe so eingelagert werden, daß sich im gesamten Querschnitt kapillarische Leiterfäden bilden. Bild 1 zeigt das Schliffbild eines anorganischen Kapillarwiderstandes. Im Gegensatz zu den Drahtwiderständen wird der Widerstand des Volumenwiderstandes nach einer gewissen Betriebszeit kleiner und bleibt dann konstant (Bild 2). Die Stabilität der Volumenwiderstände wird durch die richtig ausgeführte Kontaktierung stark beeinflußt. Wenn bei einem Volumenwiderstand eine Zerstörung an irgendeiner Stelle des Inneren erfolgt, wirkt die kleine entstandene Unterbrechung als Vorfunkenstrecke, und die Zündanlage bleibt betriebsfähig. Die Volumenwiderstände können mit positivem Temperaturkoeffizienten hergestellt werden. Dies ist für das Betriebsverhalten der Motoren sehr günstig, weil hier die Entstörwiderstände beim Anlassen des kalten Motors klein und damit die Zündfunken heißer sind.
Wegen der guten Eigenschaften der Volumenwiderstände werden die Entstörstecker und Entstörmuffen des VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" in letzter Zeit ausschließlich mit diesem Widerstandstyp ausgerüstet, wodurch eine erhebliche Steigerung der Funktionssicherheit und der Lebensdauer dieser Entstörbauelemente erreicht worden ist. Das Fertigungsprogramm umfaßt Zündkerzenwiderstände, Einbauwiderstände für Verteiler, winklige und gerade teilgeschirmte Entstörstecker für Kerzen mit 18- und 14-mm-Gewinde und eine Entstörmuffe (Bilder 3 bis 7). Stecker und Muffen werden einheitlich mit Widerständen von 9 kΩ ± 33% bestückt. Bei vorschriftsmäßiger Entstörung liegen also in einem Zündkreis höchstens 36 kΩ. Bei diesem Widerstandswert wird die Motorleistung durch das Kälterwerden des Zündfunkens noch nicht wahrnehmbar gemindert. Die geraden 14er-Stecker werden zum Einbau in Entstörgeschirre für die Eigenentstörung des Pkw Typ

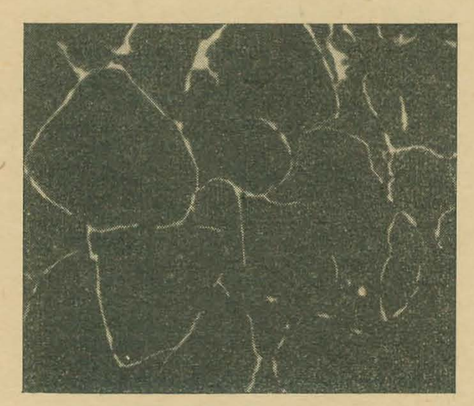


Bild 1: Schliffbild eines anorganischen Kapillarwiderstandes. 250fache Vergrößerung

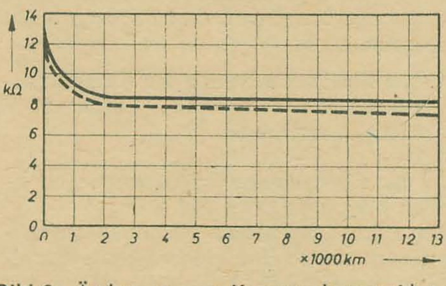


Bild 2: Änderung von Kerzenvolumenwiderständen im praktischen Fahrbetrieb

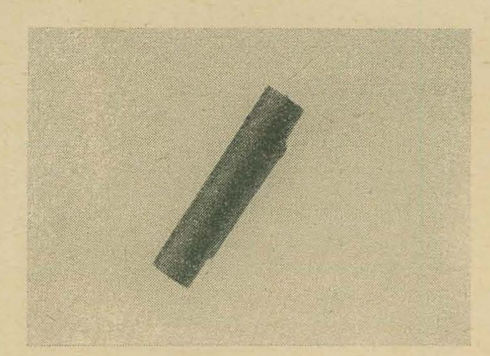


Bild 3: Entstörmuffe

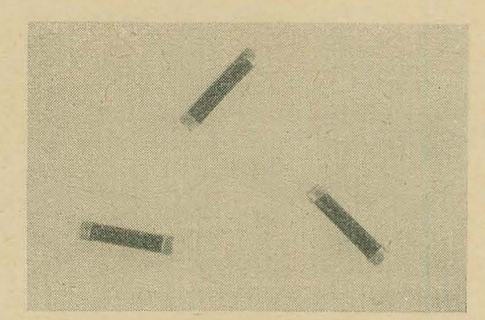


Bild 4: Entstörwiderstände für Kerzen

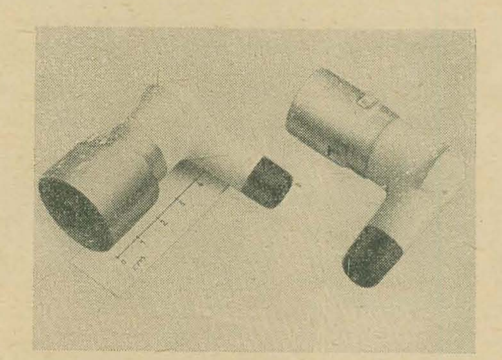


Bild 5: Winkliger teilgeschirmter Entstörstecker

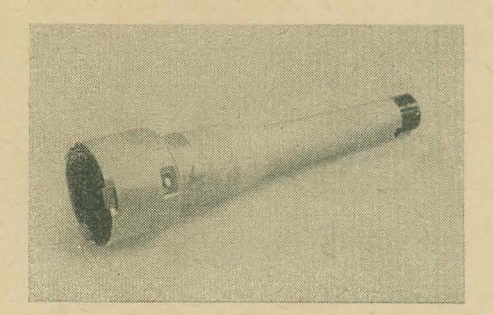


Bild 6: Gerader teilgeschirmter Entstörstecker

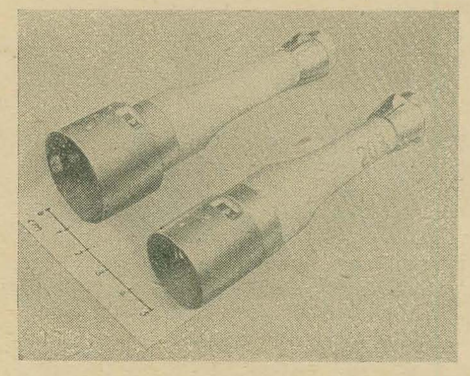


Bild 7: Gerade vollgeschirmte Entstörstecker

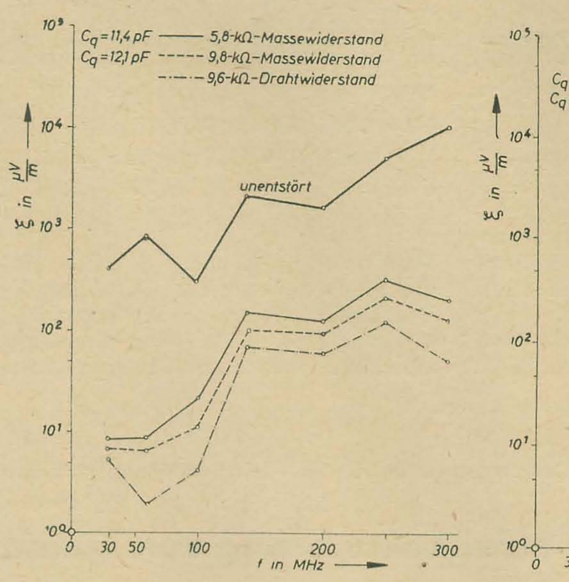
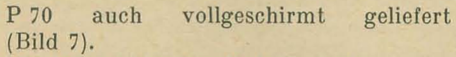


Bild 8: Entstörwirkung mit teilgeschirmten Entstörsteckern



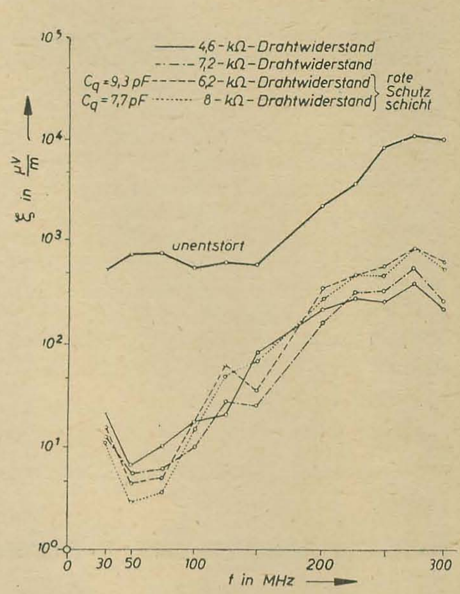


Bild 9: Entstörwirkung von Entstörkerzen

P 70 auch vollgeschirmt geliefert (Bild 7).

Mit teilgeschirmten Entstörsteckern werden Entstörgrade erreicht, die denen der Kerzenentstörung gleichkommen und sie teilweise sogar übertreffen. In den Bildern 8 und 9 ist die Entstörwirkung von teilgeschirmten Entstörsteckern und Entstörkerzen nach Meßergebnissen des BRF, Außenstelle Kolberg, dargestellt. Diese Meßergebnisse zeigen, daß mit den Entstörwiderständen und Entstörsteckern und -muffen vom WBN ein ausreichend zündstörungsfreier UKW- und Fernsehempfang gewährleistet werden kann.

Otto

G. HOHMUTH

Glühlampenblitz — einmal anders

In früheren Veröffentlichungen [1] wurde eine Schaltungsmöglichkeit angegeben, die gestattet, mittels normaler Glühlampen, die kurzzeitig mit Überspannung betrieben werden, Blitze kurzer Dauer zu erzeugen, die sich ausgezeichnet für die Ausleuchtung fotografischer Aufnahmen eignen. Bei der Beschäftigung mit dem Nachbau des in obiger Veröffentlichung beschriebenen Gerätes traten jedoch einige Nachteile zutage, über deren Beseitigung im folgenden berichtet werden soll.

Als Nachteile sind zu werten:

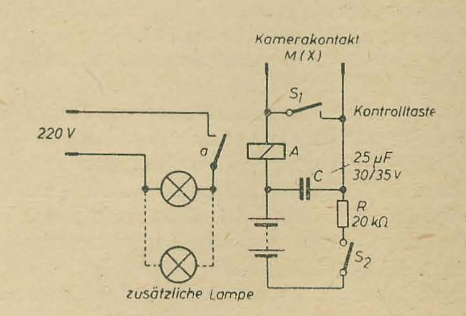
1. Unmittelbar vor der Aufnahme muß der Kondensator vom Netz abgetrennt und auf die Auslöseschaltung umgeschaltet werden („Laden" — „Belichten").
2. Das Umschalten erfordert MP-Kondensatoren.
3. Der Umschalter und die MP-Kondensatoren benötigen einen beträchtlichen Raum. Das Gerät wird dadurch leicht unhandlich.
4. Die Betriebsspannung der Kamerakontakte soll z. B. bei der „Contax" 24 V nicht überschreiten [2].

In der angegebenen Schaltung liegen jedoch kurzzeitig etwa 150 V an.

Um die angegebenen Nachteile zu vermeiden, wurde eine abgewandelte Schaltung gewählt. In Vakublitzgeräten mit Kondensator-Blitzeinsatz haben sich 22,5-V-Hörbatterien Typ B. P. 1121/22 des VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik ausgezeichnet bewährt. Da die Abmessungen sehr gering sind (etwa 50 × 22 × 14 mm), eignet sich diese Batterie als Spannungsquelle für den Relaiskreis.

Die Schaltung zeigt, daß neben der Batterie und dem Relais lediglich ein Elektrolytkondensator und ein Vorwiderstand benötigt wird. Auf den ersten Blick erscheint es gewagt, einen Elko als zeitbestimmendes Glied einzusetzen, jedoch erwiesen sich diese Bedenken als gegenstandslos, da der Reststrom bei modernen Kleinstelkos einmal außerordentlich gering ist und zum anderen der fließende Reststrom über den Vorwiderstand von der Batterie ständig nachgeliefert wird.

Der Einbau des Gerätes in ein Isolierrohr von etwa 40 mm ⌀ bereitet keinerlei Schwierigkeiten. Beim Aufbau des Mustergerätes wurde allerdings der Kondensatorzündeinsatz KR 2 der Fotoblitzleuchte ST 10 vom VEB Elektrotechnik



Eisenach gegen einen Relaisbaustein ausgewechselt. Nach Ausführung einiger Änderungen an der Fotoblitzleuchte ST 10 (Isolierung der Auswerfergriffe, Einbau zusätzlicher Verbindungskontakte usw.) entstand dann ein kleines Gerät, daß wahlweise nach Einsatz des entsprechenden Auslöseteiles als Glühlampen- oder als Vakublitzgerät verwendet werden kann. Hier eröffnen sich also dem Amateur vielfältige Gestaltungsmöglichkeiten. Als Glühlampen haben sich 110-V-Typen mit 150 bzw. 200 W bewährt.
Für den Nachbau können nur allgemeine Hinweise gegeben werden. Bisher wurden folgende Bauelemente erprobt:

Mittleres Rundrelais A	9500 Wdg. 0,11 CuL, R = 630 Ω, 1 Arbeitskontakt 220 V ≈ 3 A (verstärkt).
Kleinstelektrolytkondensator C	30/35 V, 25 bzw. 50 μF VEB Kondensatorenwerk Gera
Schichtwiderstand R	0,1 W/20 kΩ

Der Schichtwiderstand soll einerseits nicht zu niederohmig gewählt werden, weil damit u. U. ein Abfall des Relais verhindert wird, zum anderen darf er jedoch nicht zu hochohmig sein, damit der Reststrom des Elkos ohne wesentlichen Spannungsabfall fließen kann bzw. die Aufladung des Kondensators nach der Entladung innerhalb weniger Sekunden gewährleistet ist. Als zweckmäßig hat sich eine Schließzeit des Relaiskontaktes von etwa 0,1 s erwiesen, sie kann beeinflußt werden durch die Wicklung des Relais, die Ausführung und Justierung des Kontaktsatzes und die Größe des Elkos.

In mehrmonatiger Benutzungszeit haben sich nach obiger Schaltung gebaute Glühlampengeräte vielfach bewährt. Mit einem Glühlampen- und Batteriesatz wurden mehrere hundert Aufnahmen „geblitzt", ohne daß sich bisher ein Auswechseln als notwendig erwiesen hätte.
Um die Batterie in längeren Betriebspausen zu schonen, ist es zweckmäßig, einen Schalter S 2 als Ausschalter einzubauen, der z. B. durch das Stativgewinde betätigt werden kann und die Batterie vom Elko abtrennt.

Literatur

[1] Friedrich Iser, Ein Fotoblitzgerät mit normalen Glühlampen, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 24 (1955) S. 750 bis 752, Nr. 3 (1957) S. 75.

[2] Bedienungsanleitung für die Contax S bzw. Contax D, VEB Zeiss Ikon, Dresden.

Literaturkritik und Bibliographie

Dipl.-Ing. Rudi Weidauer

Die Bestimmung der wirtschaftlichen Losgröße

Schriftenreihe Wirtschaftspraxis, Heft 19
Verlag Die Wirtschaft, Berlin
56 Seiten, 5 Bilder, 5 Tabellen, 4 Schemata, broschiert 2,— DM

An Hand zahlreicher Formeln werden in dieser Arbeit viele Varianten für die Bestimmung der wirtschaftlichen Losgröße gegeben. Der Autor untersucht alle Faktoren, die Einfluß auf die Losgröße haben, beispielsweise den Materialfluß und den Materialvorrat, die Organisation der Fertigung, Materialeingangstermine, Termine der Fertigstellung des Auftrages, Anzahl der Baugruppen, Grad der Kompliziertheit, Qualifikation der Arbeiter, Lohngefüge u. a. Außerdem wird die Wirkung der gewählten Losgröße auf die Steigerung der Arbeitsproduktivität, die Senkung der Selbstkosten und im Endergebnis auf die Rentabilität des Betriebes geschildert.
Die Arbeit zeichnet sich durch unmittelbaren praktischen Nutzen aus und ist deshalb allen Technologen und Produktionsplanern zu empfehlen.

K. A. Mittelstraß

Das Agfa-Magnettonband, seine Anwendung und Prüfung

VEB Verlag Wilhelm Knapp, Halle (Saale)
88 Seiten, 34 Bilder, DIN A 4
broschiert 3,50 DM

Der Verfasser, selbst wissenschaftlicher Mitarbeiter der Agfa-Filmfabrik Wolfen, beschreibt in seinem Büchlein zunächst den Herstellungsvorgang, die Konfektionierung sowie die elektrischen und mechanischen Eigenschaften von Magnettonbändern und -filmen. Das Wesentliche über Magnettonlaufwerke wird ebenso erwähnt wie die elektrischen Einrichtungen zur frequenzmäßigen Entzerrung. Die magnetischen Grundlagen des Aufzeichnungsverfahrens sowie die wichtigsten elektroakustischen Begriffe werden ohne mathematische Hilfsmittel und ohne viel Formeln anschaulich erklärt. Eine Beschreibung des bei der Agfa verwendeten Prüffeldes zur Ausmessung der Bandeigenschaften ist sicherlich ebenso interessant wie der Abschnitt über Agfa-Meßbänder (Bezugsband für 19,05 cm/s), die nun endlich hergestellt und geliefert werden können.
Die erste Auflage dieser Broschüre ist leider nicht ganz frei von einigen Fehlern, die besonders den Amateur — und an diesen wendet sich der Autor — irreleiten können. So wird beispielsweise davon gesprochen, daß für CH-Band eine andere *Wiedergabe*entzerrung notwendig sei als für C-Band. Da nach DIN 45513 der Wiedergabekanal zur Norm erhoben wurde, ergibt sich hauptsächlich eine unterschiedliche Einstellung des Aufsprechverstärkers. Weiterhin ist zu lesen, daß die wirksame Spaltbreite beim Sprechkopf *größer* sei als die geometrische und daß der Spalteffekt bei der *Aufnahme* zu einer Dämpfung der hohen Frequenzen führe. Diese und andere Unkorrektheiten sollen jedoch, wie der Verfasser mitteilt, in der bevorstehenden zweiten Auflage berichtigt werden.
Auf die Normung des Frequenzganges nach DIN 45513 und auf die sich daraus ergebenden Forderungen an Wiedergabe- und Aufsprechkanal wird leider nur ungenügend eingegangen. Eine reichhaltige Literaturzusammenstellung gibt dem Interessierten die Möglichkeit, auf spezielle Fachliteratur dieses Gebietes zurückzugreifen. *Schmiedekind*

Henry G. Freeman

Elektrotechnisches Englisch

Verlag W. Girardet, Essen
5. Auflage
491 Seiten, flexibler Plastikband
34,80 DM

H. G. Freeman unterteilt sein Buch „Elektrotechnisches Englisch" in zwei Hauptabschnitte. Im ersten Teil werden alle maßgebenden und in der Praxis immer wiederkehrenden elektrotechnischen Begriffe bestimmt oder erklärt und im Rahmen der Begriffsbestimmungen die englischen Fachbezeichnungen den deutschen gegenübergestellt. Der zweite Teil umfaßt ein deutsch-englisches, englisch-deutsches Wörterbuch für elektrotechnische Fachwörter. Hier findet der Benutzer neben der jeweiligen Übersetzung einen Hinweis, auf welcher Seite das Fachwort im Buchtext kommentiert oder analysiert wird. In der vorliegenden fünften Auflage wurden erstmalig auch Begriffe der Rundfunk- und Radartechnik sowie atomphysikalische Fachbezeichnungen aufgenommen und die Begriffe der Elektronik erweitert.

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Bearbeitet von W. E. Classon

Elsevier's Fachwörterbuch für Kinotechnik, Ton und Musik

R. Oldenbourg Verlag, München
948 Seiten, Kunstleder 72,— DM

Nach dem 1. Band für Fernsehen, Funkortung und Antennen erschien in der Reihe technischer Fachwörterbücher für verschiedene Gebiete der Wissenschaft und Industrie Elsevier's Fachwörterbuch für Kinotechnik, Ton und Musik.
Das Hauptverzeichnis enthält auf der linken Seite 3200 alphabetisch geordnete englische und amerikanische Begriffe, wobei zwischen amerikanischer und britischer Form streng unterschieden wird, mit einer kurzen Definition in Englisch. Auf der rechten Seite findet man die entsprechenden Übersetzungen in Deutsch, Französisch, Italienisch, Spanisch, Niederländisch. Für die genannten Sprachen ist jeweils ein eigenes alphabetisches Wörterverzeichnis vorgesehen, dessen Kennziffern auf das Hauptverzeichnis verweisen.

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Fr. Sammer

Schwingungskreise mit Eisenkernspulen

2. Auflage
Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig, 1956
232 Seiten, 154 Bilder, 15,— DM

Die vorliegende 2. Auflage der „Schwingungskreise mit Eisenkernspulen" von Dr. F. Sammer wurde gegenüber der ursprünglichen Fassung um einige kurze Abschnitte erweitert.
Während die Abschnitte „Demodulation" und „Modellregeln" eine gute Ergänzung des Stoffes darbieten, ist der Abschnitt „Ferrite" nicht mehr als ein ganz oberflächlicher Hinweis auf die Existenz dieses neueren. für die gesamte Nachrichtentechnik bereits jetzt so bedeutungsvollen Werkstoffes.
Das Gebiet der Eisenkernspulen mit Blech- und Massekernen für die Nachrichtentechnik ist allerdings so umfassend dargestellt, daß der Sammer hierfür als Standardwerk angesehen werden kann. Es gibt keine Frage in der Theorie der Eisenkernspulen und Schwingungskreise mit Eisenkernspulen und keine Frage der Anwendung, für die in diesem Buch nicht eine Antwort enthalten wäre.
In den ersten vier Kapiteln wird an Hand von zahlreichen Formeln, Kurven und Schaltbildern die Theorie der Eisenkernspulen und der Wechselstromkreise mit Eisenkernspulen vermittelt. Dabei wird für das Verständnis die Kenntnis von einfachen Differentialgleichungen und Integralen vorausgesetzt.
Für den Praktiker sind das 5. und 6. Kapitel „Eisenkernspulen der Praxis" und „Anwendung von Eisenkernspulen" von besonders großem Wert. Sie enthalten nicht nur, wie bereits oben angedeutet, das theoretische Rüstzeug für die Lösung von Aufgaben mit Eisenkernspulen aller Art, sondern geben auch eine Fülle von Anregungen. Hier sei in diesem Zusammenhang nur noch auf die Abschnitte über „Selbsterregung", „Magnetische Verstärkung", „Impulstransformation" und „Impulserzeugung mittels gesättigter Eisenkernspulen" hingewiesen. Das Eindringen in spezielle Teilprobleme des behandelten Fachgebietes wird durch die Literaturangaben zu jedem einzelnen Kapitel erleichtert. Die Literaturangaben sind allerdings bis auf wenige Ausnahmen auf deutsche Quellen beschränkt. Bei einer weiteren Ausgabe wäre

gerade hier eine Erweiterung und Ausweitung auf das umfangreiche ausländische Schrifttum wünschenswert.
Auf Grund seines Niveaus ist das Buch fast ausschließlich für Entwicklungsingenieure und für das Studium an Fach- und Hochschulen geeignet. *Otto*

Georg Goubau und Jonathan Zenneck

Elektronenemission, Elektronenbewegung und Hochfrequenztechnik

Teil I: Dieterich'sche Verlagsbuchhandlung Wiesbaden, 1948

295 Seiten, DIN A 5, kartoniert 10,— DM

Teil II: Verlag Chemie GmbH Weinheim, Bergstr., 1953

288 Seiten, DIN A 5, kartoniert 18,— DM

Nach Kriegsende veranlaßten die amerikanischen Behörden die führenden deutschen Wissenschaftler in dem von ihnen besetzten Teil Deutschlands, Berichte darüber abzufassen, welche Forschungs- und Entwicklungsarbeit während des Krieges in Deutschland auf ihrem jeweiligen Spezialgebiet geleistet worden ist. Diese Berichte wurden im „Fiat Review of German Sience" zusammengefaßt. Eine deutsche Ausgabe dieses umfassenden Sammelwerkes erschien mit 84 Bänden in der Reihe „Naturforschung und Medizin in Deutschland 1939 bis 1946"; die beiden vorliegenden Bücher sind die Bände 15 und 16 dieser Reihe.
Im Teil I (Band 15) sind 19 Beiträge über Elektronenemission, Elektronenoptik, Elektronengeräte, Röhren und Schaltungen enthalten. Autoren dieser Aufsätze sind: Frey, Gundlach Hettner, Knoll, Lamberts, Marx, Mayer, Möller, Pungs, Rukop, Sachse, Schaffernicht, Schumann, Schwartz, Seiler und Urtel.
Teil II (Band 16) enthält 24 Beiträge über Verstärkung höchster Frequenzen und Schaltungen hierfür, über Wellenausbreitung und Meßtechnik. Autoren dieser Aufsätze sind: Bürck, Feldtkeller, Fränz, Goubau, Handel, Honerjäger, Kroebel, Meinke, Ming, Müller, Pfister, Scheibe, Schmelzer, Schönhammer, Schröter, Siedentopf, Stenzel, Theile, Weißfloch, Becker und Beckmann.
Der Wert der einzelnen Arbeiten ist sehr unterschiedlich. Manche Beiträge zeigen wirklich den Stand der deutschen Forschung bis zur letzten Erkenntnis genau auf, andere dagegen bestehen nur aus allgemeinen Angaben und erreichen nicht einmal das Niveau eines mittleren Lehrbuches.
In den Büchern sind viele Gebiete zusammenfassend dargestellt, über die man sonst kaum Angaben in der Literatur findet. Die Anschaffung ist deshalb besonders den technischen Büchereien unserer Industriebetriebe als Nachschlagewerk und Quellenmaterial zu empfehlen. *Kunze*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuauflage

Hecht, *Die elektroakustischen Wandler.* 4., neubearbeitete Auflage. 330 Seiten, 64 Bilder, broschiert 34,80 DM, gebunden 36,60 DM. Johann Ambrosius Barth Verlag, Leipzig

L

L – (Selbst-)Induktivität, Drossel, Spule
– Lambert (Maßeinheit für die Beleuchtungsdichte); 1 L = 1 Lumen/cm²
– line = Linie, Leitung
– Loschmidtsche Zahl = $6{,}02 \cdot 10^{26} \frac{1}{\text{Mol}}$

L(-Leitung) leichtbespulte Leitung

L(-System) Zweibandsystem (TF-System mit 1 TF-Sprechweg)

l – laevorotary = linksdrehend
– left = links
– Liter
– lumen = Lumen (Maßeinheit für den Lichtstrom)

l. – link (= Band); brit. Längenmaß = 7,92 inches = 20,12 cm

λ (lambda) = Wellenlänge

LA – low altitude = tief, niedrig, mäßig hoch
– low angle = Flachwinkel

LAA – light anti-aircraft artillery = leichte Flak

La – Lampe, Anruf-, Überwachungs-, Aufmerksamkeitslampe
– Lanthan, chemisches Element

LAL – Belegtlampe

LANAC – Laminar Air Navigation Anti-Collision (System) = Bezeichnung für ein besonderes aus Luft- und Bodenradar kombiniertes Ortungsverfahren zur Vermeidung von Flugzeugzusammenstößen

LAT – Leitungsaufschaltetaste

LAW – Leitungsaufschaltewähler

LB – local battery = Ortsbatterie

lb. – pound avoirdupois = Pfund Handelsgewicht: 1 lb. = 16 oz. = 453,59 g
– pound troy weight = Pfund Feingewicht: 1 lb. = 12 oz. = 373,2 g

lb. av. – pound avoirdupois = Pfund Handelsgewicht

lb. ap. – apothecaries'pound = Apotheker-Pfund = Pfund Feingewicht

LBF – Lichtbogenfestigkeit

lb-ft – pound-foot = Pfund pro Fuß; 1 lb-ft = 0,138 kg/m

lb-in – pound-inch = Pfund pro inch; 1 lb-in = 0,1152 g/cm

LBS – Leitungsbeobachtung (Schalterstellung)

lb.t. – pound troy = Pfund Feingewicht

LC – lead covered, lead coated = verbleit, mit Bleimantel
– light current = Schwachstrom

lcm – least common multiple = kleinstes gemeinsames Vielfaches

LD – long dinstance = Weit . . ., Weitverkehrs . . ., Fern . . .

LE – length (meter) = microvolt per meter = µV/m
– light equipment = Kleingerät

LF, lf, l-f, l.f., l/f – low frequency = Niederfrequenz; insbesondere Kilometerwellen (30 kHz bis 300 kHz, 10 000 m bis 1000 m)

LFF – Landefunkfeuer

lg – Zehnerlogarithmus; Briggsscher Logarithmus (zur Basis 10)

LH, lh – left-handed = linksgängig, nach links, Linksgewinde

LHT – lighthouse tube = Scheibenröhre

Li – Lithium, chemisches Element

lim – Limes, Grenzwert

LKPK – Lackkordelpapierkabel mit Textilbeflechtung

ll – ligthy loaded = leicht bespult

lm – Lumen (Maßeinheit für den Lichtstrom)

LMT – local mean time = mittlere Ortszeit

ln – Logarithmus naturalis (zur Basis e)

LODAR – Bezeichnung für einen nachteffektfreien LORAN-Peiler

log – Logarithmus (beliebiger Basis)
– Logbuch; Kurzbezeichnung für z. B. das Betriebsbuch einer Funkstelle, den Sendeplan einer Rundfunkstation, die Übersichtsliste der Funkstellen usw.

$\log_{10}$ – Briggsscher Logarithmus, Zehnerlogarithmus (= lg)

$\log_e$ – natürlicher Logarithmus, Logarithmus naturalis (= ln)

$\log^{-1}$ – antilogarithm = Numerus

Loktal – locked octal (tube) = 8-Elektrodenröhre mit Sockelverriegelung (loktal-Röhrenserie)

LORAC – long-range accuracy radar system = Langstreckenmeßverfahren (LORAC-System)

LORAN – long range direction finding = Langstreckennavigationssystem

LP – Lackpapierdraht
– long play (record) = Langspielplatte, Mikrorillenplatte
– low pass = Tiefpaß

LPK – Lackpapierkabel mit Textilbeflechtung

LPM – Lackpapierkabel mit Bleimantel

LPS – London Press Service = Londoner Pressedienst

L.S.T. – local standard time = Örtliche Normalzeit

LT – line telegraphie = Telegrafie über Draht
– Leerlaufprüftaste
– local time = L.T. = Ortszeit
– low tension = Niederspannung, Heizspannung (bei Röhren)

L.T. – local time = Ortszeit

Ltd. – limited liability = GmbH

Ltg – Leitung

LTK – Kanallampentaste

LTÜ – Übergabelampentaste

LU – Langsamunterbrecher

LUF – lowest usable frequency = niedrigste brauchbare Frequenz (für Funksendungen) auch: Dämpfungsfrequenz

LUHF – lowest useful high frequency = niedrigste brauchbare Hochfrequenz (vgl. LUF)

LUL – Seidenlackdraht für Spannungszuführung zu den Fernschränken

LV – low voltage = Niederspannung

Lv – Anruf- und Überwachungslampe für die Verbindungsseite in einem Wählerfernamt

LW – Langwelle = Kilometerwellen (30 kHz bis 300 kHz, 10 000 m bis 1000 m)
– Leitungswähler

lx – Lux (Maßeinheit für die Beleuchtungsstärke)

M

M – Drehmoment (auch: M_d)
– Gegeninduktivität
– Maxwell (Maßeinheit für den magnetischen Fluß Φ); 1 M = 10^{-8} Vs
– Mega. . . . = 10^6
– Mikrofon (auch: Mi)
– Modulator, Ringmodulator

M_{10} – Modul der (Briggsschen Logarithmen

M(-Leitung) – mittelschwer bespulte Leitung

m – Masse (Ruhemasse des Elektrons $m_0 = 9{,}11 \cdot 10^{-28}$ Gramm
– Meter (Maßeinheit für die Länge)
– Milli . . . = 10^{-3}
– minim (brit. Flüssigkeitsmaß = 0,0006 dl)
– Minute (auch: min und mn)

m. – mi. = mile (frz. mille) = Meile 1 engl. Meile = 1760 yards = 1609,31 m
1 Seemeile (sm) = engl.: nautical mile, frz.: mille marin = 1852 m (60. Teil eines Grades)

µ – Mikro . . . = 10^{-6}
– Mikron — 10^{-6} m
– Permeabilität (Permeabilität des Vakuums $\mu_0 = 1{,}256 \cdot 10^{-8} \frac{\text{H}}{\text{cm}}$
– Verstärkungsfaktor

MA – milliammeter = Milliamperemeter
– Milliampere = mA

MAA – medium anti-aircraft artillery = mittlere Flak

mAac – Milliampere/Wechselstrom - Effektivwert

mAdc – Milliampere/Gleichstromwert

MANIAC – mechanical and numerical integrator and calculator = mechanisch-elektronische Rechenmaschine

MAT – mechanical assembly technique = Baukastenprinzip
– micro-alloy transistor = Transistor aus besonderem Halbleitermaterial

MAYDAY – Internationales Notzeichen (vgl. CCIR-Empfehlung Nr. 23)

MAZ – Meldeanrufzeichen

MBS – mutual broadcasting system = Gleichwellenrundfunk

Mc, mc – häufig angewendete, jedoch f a l s c h e Abkürzung für „megacycles per second" (Mc/s) = MHz

m.c. – muzzler velocity = Anfangsgeschwindigkeit (v_0)

MCA – Ministry of Civil Aviation = brit. Zivilluftfahrtministerium

mcps – megacycles per second = Megahertz = MHz

Mc/s, mc/s – megacycles per second = megacycles par seconde = MHz

MCV – manual volume control = handbetätigte Lautstärkeregelung

MCW – modulated carrier wave = modulierte Trägerwelle
– modulated continuous wave = modulierte ungedämpfte Welle

M_d – Drehmoment (auch: M)

MDF – main distributing frame = Hauptverteiler
– medium-frequency direction-finding (station) = MW-Peilstelle

MDS – minimum detectable signal = gerade noch wahrnehmbares Signal

ME – Maßeinheit

med. – medium wave = Mittelwelle

megc. – megacycles per second = MHz

megger – megohm meter = Megohmmeter

MEK – Mehrfach-Einzelkanal (z. B. MEK 16-Betrieb)

MEZ – Mitteleuropäische Zeit (s. a. CET)

MF – medium frequency = Hektometer-Wellen (300 kHz bis 3000 kHz, 1000 m bis 100 m)
– Mittelfrequenz (100 Hz bis 10 kHz)
– moyenne fréquence = Zwischenfrequenz (= ZF, Zf)

mf – häufig angewendete, jedoch f a l s c h e Abkürzung für „microfarad" (µF) = Mikrofarad

mfd – microfarad = µF

MFDF – medium-frequency direction-finder = MW-Peilstelle (=MDF)

MG – Mehrfach-Gruppen- (z. B. MG 15-System)

Mg – Magnesium, chemisches Element

MGG – Mehrfach-Grundgruppen- (z. B. MGG 15-System)

MH – Mohs-Härte (für Isolationsstoffe)

mhcp – mean horizontal candlepower = mittlere horizontale Kerzenstärke

MHDF – medium and high frequency direction-finder = MW- und KW-Peilstelle

MHL, mhl – medium heavy loaded = mittelschwer bespult

mho, mo – engl. Maßeinheit für den elektrischen Leitwert (Umkehrung des Wortes „ohm"); 1 mho = 1,05 Siemens

MHVDF – medium-, high- and very-high-frequency direction-finder = MW-, KW- und UKW-Peilstelle